

**FLÁVIO JORGE HADDAD KALLUF**

**ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO ASSÍNCRONO DE UM MO-  
TOR MONOFÁSICO SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES  
COM PARTIDA DIRETA**



**FLORIANÓPOLIS  
2010**



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**FLAVIO JORGE HADDAD KALLUF**

**ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO ASSÍNCRONO DE UM MO-  
TOR MONOFÁSICO SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES  
COM PARTIDA DIRETA**

Dissertação submetida à Universidade  
Federal de Santa Catarina como requi-  
sito parcial para a obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

FLORIANÓPOLIS,  
MARÇO DE 2010

# **ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO ASSÍNCRONO DE UM MOTOR MONOFÁSICO SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES COM PARTIDA DIRETA**

**Flávio J. H. Kalluf**

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina’.

---

Prof. Mauricio V. F. da Luz, Dr.  
Orientador

---

Prof. Nelson Sadowski, Dr  
Co-orientador

---

Prof. Roberto de Souza Salgado  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Eng. Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Mauricio V. Ferreira da Luz, Dr.  
Presidente

---

Prof. Nelson Sadowski, Dr.

---

Prof. Sebastião Lauro Nau, Dr.

---

Prof. Orlando José Antunes, Dr.

---

Prof. Walter Pereira Carpes Jr., Dr.

À minha esposa Carla, meu filho Guilherme  
e aos meus pais Rames e Ivanir

## **Agradecimentos**

Ao Prof. Dr. Maurício Valência Ferreira da Luz, pela atenção, disponibilidade e apoio; pelas valiosas contribuições em forma de discussões técnicas; pela preocupação com o conteúdo; pelas críticas, pelo afeto e paciência, minha gratidão.

Ao meu co-orientador, professor Nelson Sadowski, pelo profissionalismo e preocupação demonstrados desde o início do desenvolvimento deste trabalho.

À Whirlpool S.A. Unidade Embraco de Compressores e Soluções de Refrigeração, pelo tempo disponibilizado, pelo apoio nas viagens e pelos valiosos recursos de laboratório utilizados.

À minha esposa, Carla, e ao meu filho, Guilherme, por todas as ocasiões em que estive ausente ou que não pude dar toda a atenção que sempre mereceram.

Aos meus pais, Rames e Ivanir, que sempre me deram todo o apoio ao seu alcance, confiando em minhas decisões e, mesmo longe, foram meus maiores motivadores durante todas as fases da minha vida.

Aos professores do Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (Grucad/UFSC), que, entendendo as dificuldades de se trabalhar e estudar simultaneamente, dispuseram-se a adaptar o horário das disciplinas de modo que pudéssemos assisti-las.

À Universidade Federal de Santa Catarina, pelo esforço em criar um ambiente que favorece a troca de informações, experiências e o aprendizado de qualidade.

Ao meu maior tutor e grande amigo João E. S. Pacheco, a quem grande parte dos engenheiros brasileiros que trabalham com motores elétricos deve muito de seu conhecimento, e a sua esposa, Dna. Irene, sempre tão amável e prestativa.

Aos colegas de trabalho Cristóforo Pompermaier e Luiz Von Dokonal, pelas valiosas discussões e companhia durante as viagens de Joinville a Florianópolis.

Ao Diretor de Tecnologia da Embraco, Irineu Setter, por todo o apoio e compreensão durante o período em que estive ausente.

Aos especialistas do time de motores elétricos, Aleandro, Alessandro, Oscar, Rodrigo e Tiago, amigos e grandes profissionais.

Aos professores Ion Boldea e Lucian Tutelea da Universidade de Timișoara, pelas idéias e pelas dúvidas sempre esclarecidas.

Às demais pessoas que contribuam direta ou indiretamente para a conclusão deste estudo, meus sinceros agradecimentos.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

## **ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO ASSÍNCRONO DE UM MOTOR MONOFÁSICO SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES COM PARTIDA DIRETA**

**Flávio J. H. Kalluf**

Março/2010

Orientador: . Mauricio V. Ferreira da Luz, Dr

Co-orientador: Nelson Sadowski, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo/Dispositivos Eletromagnéticos

Palavras-chave: motores síncronos, motores elétricos com ímãs permanentes, compressores herméticos, modelagem numérica, modelagem analítica, freio eletromagnético, tensão induzida, correntes de Foucault, motores com partida direta.

Número de Páginas: 88

**RESUMO:** Recentemente, nota-se um aumento crescente na preocupação com as causas ambientais. Em escala mundial, a consciência ecológica e, em particular, a aceleração do aquecimento global pela emissão de gases de usinas termoeletricas, têm aumentado cada vez mais a pressão sobre os fabricantes de máquinas elétricas no sentido de disponibilizar produtos de alta eficiência. Os motores síncronos de partida direta com ímã permanente (LSPM) podem ser considerados uma alternativa ao motor de indução convencional por oferecer alta eficiência e fator de potência elevado. Neste trabalho, é apresentada uma introdução inicial a respeito dos motores síncronos. Também são destacadas as características construtivas importantes para o projeto deste tipo de motor. O efeito da geometria do estator e rotor no funcionamento assíncrono do motor LSPM é analisada através de uma nova proposta de modelagem. O efeito do torque de freio gerado pelo magneto é estudado e aplicado à teoria do motor de indução de modo a gerar um método completo de modelagem. Finalmente, uma comparação entre os resultados das simulações e dos experimentos é apresentada, e em sequência, são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the Degree of Master in Electrical Engineering.

**ANALISYS OF THE ASYNCHRONOUS OPERATION OF A  
SINGLE-PHASE LINE-START PERMANENT MAGNET  
SYNCHRONOUS MOTOR**

**Flávio J. H. Kalluf**

Março/2010

Advisor:.. Mauricio V. Ferreira da Luz, Dr.

Co- advisor: Nelson Sadowski, Dr

Area of Concentration: Electromagnetism/Electromagnetic Devices

Keywords: synchronous motors, permanent magnet motors, hermetic compressors, numerical modeling, analytical modeling, electromagnetic brake, induced voltage, Foucault currents, line-start electrical motors

Number of Pages: 88

**ABSTRACT:** In recent years, there has been a significant increase in awareness of environmental issues. Worldwide concern for the environment and, in particular, the acceleration of global warming by the emission of gases from power stations is leading to growing pressure on manufacturers to produce higher efficiency electrical machines. Line-start permanent magnet (LSPM) motor is noted as an alternative to the conventional induction motor because it offers a very high efficiency and high power factor. In this work, a initial background about synchronous motors is given. Also, the important constructive characteristics are explained in order to give the reader a better idea about the challenges involved in the motor design. The effects of stator and rotor geometries on the asynchronous behavior of the LSPM motor are analyzed using a new proposed analytical modeling. The effect of the magnet braking torque was studied and applied to the current induction motor theory to generate the complete simulation method. Finally, a comparison between simulation and experimental results is presented, which is followed by the conclusions and suggestions for further studies.



# SUMÁRIO

<b>1.</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1.	LEVANTAMENTO BIBLIOGRÁFICO .....	5
<b>2.</b>	<b>CARACTERÍSTICAS DO MOTOR SÍNCRONO COM IMÃS PERMANENTES E PARTIDA DIRETA PELA REDE (“LSPM MOTOR”).....</b>	<b>6</b>
2.1.	CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO LSPM – FATORES IMPORTANTES PARA O FUNCIONAMENTO EM SINCRONISMO .....	6
2.1.1.	FORMA DE ONDA DO FLUXO NO ENTREFERRO.....	8
2.1.2.	VAZAMENTO DE FLUXO NAS PONTES .....	12
2.1.3.	PONTOS DE ESTRANGULAMENTO DE FLUXO .....	15
2.1.4.	RESISTÊNCIA À DESMAGNETIZAÇÃO .....	17
2.2.	CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO LSPM – FATORES IMPORTANTES PARA O FUNCIONAMENTO ASSÍNCRONO.....	22
2.2.1.	TORQUE DE FRENAGEM GERADO PELOS MAGNETOS .....	22
2.2.2.	HARMÔNICAS DE ENROLAMENTO .....	24
2.2.3.	RESISTÊNCIA ÔHMICA DA GAIOLA DO ROTOR .....	25
2.2.4.	NÚMERO DE RANHURAS DO ROTOR.....	27
2.2.5.	PROCESSO DE SINCRONIZAÇÃO.....	28
<b>3.</b>	<b>MODELAMENTO DO FUNCIONAMENTO ASSÍNCRONO DO MOTOR LSPM.....</b>	<b>31</b>
3.1.	RESISTÊNCIA E PESO DOS ENROLAMENTOS .....	32
3.1.1.	CÁLCULO DO COMPRIMENTO DO FIO CONDUTOR ÚTIL .....	34
3.1.2.	COMPRIMENTO DO FIO CONDUTOR NA CABEÇA DE BOBINA .... .....	33
3.1.3.	COMPRIMENTO TOTAL DE FIO .....	35
3.1.4.	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA ÔHMICA E PESO.....	35
3.2.	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DO ROTOR .....	36
3.3.	CÁLCULO DAS REATÂNCIAS.....	38
3.3.1.	REATÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO .....	39
3.3.2.	REATÂNCIA DE DISPERSÃO DE RANHURA DO ESTATOR.....	41
3.3.3.	REATÂNCIA DE CABEÇA DE BOBINA DO ESTATOR.....	43
3.3.4.	REATÂNCIA ZIG-ZAG (ROTOR+ESTATOR).....	45
3.3.5.	REATÂNCIA DE PESCOÇO DO ROTOR.....	47
3.3.6.	REATÂNCIA DE RANHURA DO ROTOR .....	50
<b>4.</b>	<b>CÁLCULO DA POTÊNCIA E TORQUE.....</b>	<b>52</b>

<b>5.</b>	<b>INFLUÊNCIA DO MAGNETO NO TORQUE ASSÍNCRONO</b>	<b>54</b>
<b>6.</b>	<b>COMPARAÇÃO COM RESULTADOS EXPERIMENTAIS...</b>	<b>58</b>
6.1.	TORQUE DO MOTOR DE INDUÇÃO .....	58
6.2.	TORQUE RESISTIVO DO MAGNETO.....	60
6.3.	TORQUE TOTAL RESULTANTE .....	62
<b>7.</b>	<b>CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES GERAIS.....</b>	<b>64</b>
7.1.	CONCLUSÕES.....	64
7.2.	CONSIDERAÇÕES GERAIS .....	65
<b>8.</b>	<b>SUGESTÕES PARA PRÓXIMOS TRABALHOS .....</b>	<b>66</b>
	<b>ANEXO 1 – FOTOS DA BANCADA DE TESTES.....</b>	<b>67</b>
	<b>ANEXO 2 – ROTINAS DE SIMULAÇÃO (MATHCAD) .....</b>	<b>71</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>87</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1 - MOTOR COM ROTOR DE COBRE .....	3
FIGURA 2 - INVERSORES DE FREQUÊNCIA PARA CONTROLE DE MOTORES .....	3
FIGURA 3 - TORQUE DE ACELERAÇÃO – MOTOR DE INDUÇÃO VERSUS LSPM.....	4
FIGURA 4 - SEÇÃO TRANSVERSAL DO MOTOR LSPM.....	7
FIGURA 5 – ROTOR COM MAGNETOS EM FORMATO DE ARCO E FORMA DE ONDA DO FLUXO NO ENTREFERRO .....	8
FIGURA 6 – ROTOR COM MAGNETOS EM FORMATO DE “V” E FORMA DE ONDA DO FLUXO NO ENTREFERRO .....	9
FIGURA 7 – ROTOR COM MAGNETOS RETOS E FORMA DE ONDA DO FLUXO NO ENTREFERRO.....	9
FIGURA 8 – ROTOR COM MAGNETOS EM ARCO COM REDUÇÃO PROGRESSIVA DO BR.....	10
FIGURA 9 – DISTRIBUIÇÃO DAS MASSAS E CUSTOS DO MOTOR LSPM.....	12
FIGURA 10 – PONTOS DE PERDA DE FLUXO.....	13
FIGURA 11 – PONTOS DE PERDA DE FLUXO.....	14
FIGURA 12 – (A) RANHURA DE ROTOR FECHADA; (B) RANHURA DE ROTOR ABERTA .....	15
FIGURA 13 - PONTOS DE ESTRANGULAMENTO DE FLUXO .....	15
FIGURA 14 – (A) LÂMINA ORIGINAL; (B) LÂMINA MODIFICADA .....	17
FIGURA 15 – CURVAS TÍPICAS PARA MAGNETOS DE NEODÍMIO-FERRO-BORO (FONTE : CATÁLOGO TDK) .....	19
FIGURA 16 – CURVAS TÍPICAS PARA MAGNETOS DE FERRITE (FONTE : CATÁLOGO TDK).....	20
FIGURA 17 – CARTA DE CAMPO – DESMAGNETIZAÇÃO .....	21
FIGURA 18 – CARTA DE CAMPO – CORREÇÃO DA DESMAGNETIZAÇÃO .....	21
FIGURA 19 – CURVA DE ACELERAÇÃO DO MOTOR LSPM - EXEMPLO .....	22
FIGURA 20 – EFEITO DA QUANTIDADE DE MAGNETO NA ACELERAÇÃO DO MOTOR LSPM .....	23
FIGURA 21 – A) FLUXO NO ENTREFERRO; B) EFEITO DAS HARMÔNICAS DE ENROLAMENTO NO TORQUE ASSÍNCRONO .....	25
FIGURA 22 – EFEITO DA RESISTÊNCIA DO ROTOR NA CURVA DE TORQUE DO MOTOR DE INDUÇÃO .....	26
FIGURA 23 – SELA SÍNCRONA DURANTE A PARTIDA DO MOTOR .....	27
FIGURA 24 – PROCESSO DE SINCRONIZAÇÃO DO MOTOR LSPM .....	29
FIGURA 1 – CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO ..	31

FIGURA 26 – VARIÁVEIS CONSTRUTIVAS DO ESTATOR .....	33
FIGURA 27 – VARIÁVEIS CONSTRUTIVAS DO ROTOR .....	37
FIGURA 28 – SATURAÇÃO DAS REATÂNCIAS.....	39
FIGURA 29 – DISTRIBUIÇÃO DE ESPIRAS – ESCALONADOS .....	40
FIGURA 30 – FLUXO DE DISPERSÃO DE RANHURA DO ESTATOR.....	41
FIGURA 31 – VARIÁVEIS CONSTRUTIVAS DA RANHURA DE ESTATOR .....	42
FIGURA 32 – FLUXO DE DISPERSÃO DE PESCOÇO DA RANHURA DE ESTATOR....	43
FIGURA 33 – RAIOS MÉDIO DA CABEÇA DE BOBINA.....	44
FIGURA 34 – RAIOS DA ÁREA TRANSVERSAL DA CABEÇA DE BOBINA.....	45
FIGURA 35 – FLUXO DE DISPERSÃO ZIG-ZAG.....	45
FIGURA 36 – VARIÁVEIS – CÁLCULO DA REATÂNCIA ZIG-ZAG.....	46
FIGURA 37 – RANHURA DE ROTOR EQUIVALENTE.....	48
FIGURA 38 – CURVA BXH SIMPLIFICADA.....	49
FIGURA 39 – COTAS – RANHURA DO ROTOR.....	51
FIGURA 40 – RESISTÊNCIAS DO ROTOR.....	52
FIGURA 41 – GERAÇÃO DE TORQUES (TORQUE POSITIVO E TORQUE DE FREIO) .....	54
FIGURA 42 – CIRCUITO EQUIVALENTE – MAGNETOS.....	55
FIGURA 43 – EXEMPLOS – TORQUE RESISTIVO.....	56
FIGURA 44 – CURVA DE TORQUE – MOTOR DE INDUÇÃO.....	59
FIGURA 45 – MOTOR DE INDUÇÃO – COMPARAÇÃO DE TORQUES.....	59
FIGURA 46 – TORQUES RESISTIVOS (SIMULAÇÃO).....	61
FIGURA 47 – TORQUE RESISTIVO - COMPARAÇÃO COM MEDIÇÕES.....	61
FIGURA 48 – TORQUE RESULTANTE - COMPARAÇÃO COM MEDIÇÕES.....	62
FIGURA 1A – ESTATOR.....	68
FIGURA 1B – ROTOR (COM ANÉIS E MAGNETOS).....	68
FIGURA 1C – ROTOR (SEM ANÉIS, COM MAGNETOS).....	69
FIGURA 1D – ROTOR (COM ANÉIS, SEM MAGNETOS).....	69
FIGURA 1E –BANCADA DE TESTES.....	70
FIGURA 1E –BANCADA DE TESTES (DETALHE).....	70

## SIMBOLOGIA

$\Delta N$	diferença entre o número de ranhuras do estator e rotor	-
$\alpha_i$	ângulo formado entre o eixo e a barra do rotor	[°]
$\phi_c$	diâmetro do condutor	[mm]
$\mu_0$	permeabilidade do ar	$[4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2]$
$\theta_i$	ângulo (passo) das ranhuras de estator	[°]
$\rho_{al}$	resistividade do alumínio	$[\Omega \cdot \text{m}]$
$\rho_c$	densidade do fio condutor	$[\text{g/cm}^3]$
$\rho_r$	resistividade do material do condutor	$[\Omega \cdot \text{m}]$
$b_{p1}$	abertura da ranhura do estator	[mm]
$B_r$	indução remanente do magneto	[T]
$bs2$	largura média da ranhura do rotor	[mm]
$bsm$	largura média da ranhura do estator	[mm]
$btte$	largura da sapata do dente do estator	[mm]
$bttr$	largura da sapata do dente do estator	[mm]
$CI$	número de circuitos em paralelo	-
$CP$	comprimento do pacote	[mm]
$f_r$	frequência de rotação do rotor	[Hz]
$f_s$	frequência de alimentação do motor	[Hz]
$g$	entreferro geométrico	[mm]
$hp1$	altura do pescoço da ranhura do estator	[mm]
$hp2$	altura da ponte do rotor	[mm]
$HR$	altura do colarinho entre a cabeça de bobina e o pacote	[mm]
$hs1$	altura da ranhura do estator	[mm]
$hs2$	altura da ranhura do rotor	[mm]
$I_2$	corrente estimada para cálculo da saturação da ponte	[A]
$I_{2d}$	corrente no rotor (eixo direto)	[A]
$I_{2q}$	corrente no rotor (eixo quadratura)	[A]
$IMB$	corrente estimada nas barras do rotor	[A]
$I_{RR}$	corrente no ramo central do circuito (rotor)	[A]
$K_c$	fator de Carter	-
$LCA$	comprimento total da cabeça de bobina	[mm]
$LCT$	comprimento total de condutor	[mm]
$LTU$	comprimento total do condutor dentro das ranhuras	[mm]

NC	número de condutores em paralelo	-
Nee	número de espiras efetivas do enrolamento	-
NE <sub>i</sub>	número de espiras na i-ésima ranhura	-
NET	número total de espiras de cada enrolamento	-
NR <sub>1</sub>	número de ranhuras do estator	-
NR <sub>2</sub>	número de ranhuras do rotor	-
n <sub>s</sub>	rotação síncrona	[RPM]
NTE	número total de espiras do enrolamento	-
P	número de pares de pólos	-
Pmec <sub>f</sub>	potência útil (campo para frente)	[W]
Pmec <sub>t</sub>	potência útil (campo para trás)	[W]
R1d	resistência do enrolamento direto	[Ω]
R1q	resistência do enrolamento quadratura	[Ω]
R2	resistência ôhmica total da gaiola do rotor	[Ω]
R2F	resistência do rotor (campo para frente)	[Ω]
R2T	resistência do rotor (campo para trás)	[Ω]
Ra	resistência ôhmica dos anéis	[Ω]
Rb	resistência ôhmica das barras do rotor	[Ω]
Rb <sub>eq</sub>	resistência equivalente das barras em paralelo	[Ω]
Rb <sub>i</sub>	resistência da barra ponderada pelo cos <sup>2</sup> α <sub>i</sub>	[Ω]
RCM	raio médio da cabeça de bobina	[mm]
RIE	raio interno do estator	[mm]
Rpd	resistência de perdas no ferro (eixo direto)	[Ω]
Rpq	resistência de perdas no ferro (eixo quadratura)	[Ω]
S <sub>b</sub>	seção transversal das barras do rotor	[mm <sup>2</sup> ]
S <sub>c</sub>	seção transversal do fio condutor	[mm <sup>2</sup> ]
T <sub>f</sub>	torque para frente (motor de indução)	[N.m]
T <sub>Foucault</sub>	torque devido às correntes parasitas no rotor	[N.m]
T <sub>freio</sub>	torque resistivo total	[N.m]
T <sub>gaiola</sub>	torque devido às correntes na gaiola do rotor	[N.m]
T <sub>ind</sub>	torque total do motor de indução	[N.m]
T <sub>mag</sub>	torque resistivo total devido aos enrolamentos (d+q)	[N.m]
T <sub>mag(d)</sub>	torque resistivo ao enrolamento direto	[N.m]
T <sub>mag(q)</sub>	torque resistivo ao enrolamento quadratura	[N.m]
T <sub>t</sub>	torque para trás (motor de indução)	[N.m]
V	volume total de condutor	[mm <sup>3</sup> ]
V <sub>d</sub>	tensão no enrolamento direto	[V]
V <sub>L</sub>	tensão de linha	[V]

$V_q$	tensão no enrolamento quadratura	[V]
$X_{1d}$	reatância do enrolamento direto	[ $\Omega$ ]
$X_{1q}$	reatância do enrolamento quadratura	[ $\Omega$ ]
$X_{2d}$	reatância do rotor do enrolamento direto	[ $\Omega$ ]
$X_{2q}$	reatância do rotor do enrolamento quadratura	[ $\Omega$ ]
$X_{md}$	reatância de magnetização do enrolamento direto	[ $\Omega$ ]
$X_{mq}$	reatância de magnetização do enrolamento quadratura	[ $\Omega$ ]





## 1. INTRODUÇÃO

Já não é novidade que nos últimos anos o consumo de energia elétrica mundial vem atingindo níveis preocupantes em relação à potência total disponível. Em muitas regiões, o racionamento de energia ou até mesmo a interrupção temporária do fornecimento são práticas comuns. Aumento de demanda de energia não significa apenas risco de queda na qualidade da geração, mas também tem impactos negativos no meio ambiente, principalmente na forma de poluição e potencialização do aquecimento global. Segundo dados da Eletrobrás [1], mesmo em períodos de desaquecimento econômico como o de 2008-2009, há um aumento gradual da demanda anual em torno de 3 a 5%.

Alguns países têm optado pela utilização de meios alternativos de geração de energia de forma a reduzir o impacto ambiental, tais como eólica, solar, geotérmica, maremotriz e outras. Como pode ser visto na Tabela 1, no Brasil a geração de energia por intermédio de fontes de pequeno impacto ambiental ainda é pouco expressiva.

Tabela 1 – Potência Elétrica Instalada por Tipo de Operação

Fonte: ANEEL – Abril/2009

<b>Tipo de Operação</b>	<b>Quantidade de Usinas</b>	<b>Potência Instalada (kW)</b>	<b>% Relativo</b>
EÓLICA	33	414480	0,39%
SOLAR	1	20	0,00%
HIDROELÉTRICA	789	77599830	73%
TERMOELÉTRICA	1241	26382985	25%
NUCLEAR	2	2007000	1,89%
<b>Total</b>	<b>2066</b>	<b>106404315</b>	<b>100%</b>

A maioria destas alternativas, entretanto, ainda apresenta problemas relativos à disponibilidade, eficiência e custo de implantação. Junto com estas alternativas, os governos de vários países têm tentado estimular práticas de redução de consumo tanto para usuários domésticos como para instalações industriais e comerciais. Uma das formas de estímulo para o uso de equipamentos mais eficientes é a redução das taxas de impostos sobre produtos que apresentem níveis de

consumo abaixo de certos patamares pré-estabelecidos (ex.: E-Star dos Estados Unidos) ou por meio de medidas que possibilitem que o consumidor saiba o nível de eficiência dos produtos que está comprando (ex.: Procel no Brasil / Energy Label e regulamentações do CECED na Europa).

Uma parte significativa da energia consumida em residências é gasta em motores elétricos, que estão em diversos eletrodomésticos comuns (refrigeradores, máquinas de lavar louças/roupas, secadoras e outros) e a maioria destes equipamentos faz uso de motores de indução monofásicos, tanto pela sua facilidade de construção quanto pela sua robustez e conveniência. Já em instalações industriais o percentual de energia consumida pelos motores elétricos de indução é bem mais significativo, chegando facilmente a mais da metade do consumo total. Isso mostra a grande importância do desenvolvimento de técnicas que possam reduzir o consumo dos motores de indução, com o mínimo impacto em custo e/ou investimento, o que conduz às seguintes alternativas:

- a) **Uso de materiais mais nobres:** o custo da matéria prima dos motores de indução pode ser subdividido em três partes: aço elétrico, condutor do estator (normalmente cobre) e condutor do rotor (normalmente alumínio). Na maioria das vezes, o uso de aços com menores níveis de perda, maior permeabilidade ou de menor espessura são as primeiras alternativas consideradas na busca por maior eficiência. Os enrolamentos do estator normalmente são de cobre, material nobre e que dificilmente pode ser substituído. O enrolamento do rotor, que na maioria das vezes é injetado diretamente no pacote de lâminas, pode ser substituído por cobre com pequenas algumas alterações no processo de fabricação (Figura 1).
- b) **Uso de controle eletrônico:** motores de indução podem estar sujeitos a grandes variações de carga e, por isso, o projeto do motor deve levar em consideração o máximo torque demandado pela carga. Quanto maior o torque máximo, maior será a corrente de magnetização e como o motor raramente trabalha em carga máxima, sempre existirá uma perda constante devido a esta corrente. Uma das maneiras de minimizar esta perda é controlando a tensão de entrada, por meio de um dispositivo eletrônico sensível à carga. Existem comercialmente alguns dispositivos que prometem considerável redução de consumo,

mas a efetividade da solução dependerá do regime de carga e da relação entre a eficiência nominal e a eficiência máxima do motor. Os controles eletrônicos ainda podem ser usados para a geração de frequência variável, neste caso chamados de inversores (Figura 2), a fim de controlar a velocidade do rotor nos casos em que a redução da velocidade pode trazer alguma vantagem em relação ao consumo de energia.

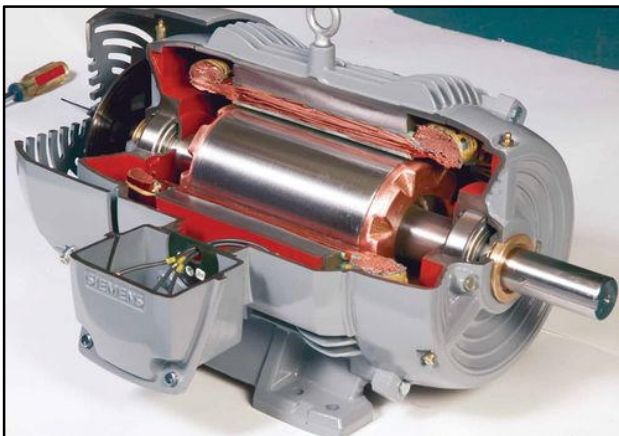


Figura 1 - Motor com Rotor de Cobre  
(Fonte: [www.copper.org](http://www.copper.org))



Figura 2 - Inversores de Frequência para Controle de Motores  
(Fonte: [www.weg.net](http://www.weg.net))

- c) **Utilização de ímãs permanentes:** o uso de ímãs em motores de indução reduz significativamente a magnitude da corrente de carga, por meio da redução das perdas no rotor devido às correntes na gaiola em regime. Porém, o aumento do custo devido à utilização dos ímãs é considerável e pode ser proibitivo em alguns casos. Esta solução normalmente é usada quando o uso de materiais mais nobres não é possível, seja pelo aumento demasiado do custo ou por restrições do processo de fabricação. A nomenclatura usual do motor de indução com ímãs permanentes é “*LSPM Motor*” (ou “*Line-Start Permanent Magnet Motor*”), pois é um motor com partida direta pela rede, sem o uso de dispositivos eletrônicos de controle. Para os motores monofásicos, ainda é necessário o uso de capacitores de partida e de funcionamento devido à redução do torque de partida causado pelo torque negativo dos ímãs. Já para motores trifásicos não é necessário o uso de dispositivos adicionais. Outras vantagens deste tipo de motor são a estabilidade da velocidade, já que é um motor síncrono, e a redução do ruído durante o funcionamento. Como desvantagens, podem ser citadas o uso obrigatório de capacitores, o custo adicional dos ímãs e a grande oscilação de torque durante a aceleração.

A Figura 3 mostra um exemplo de uma curva de aceleração típica de um motor de indução monofásico comparada com uma curva de aceleração de um LSPM.

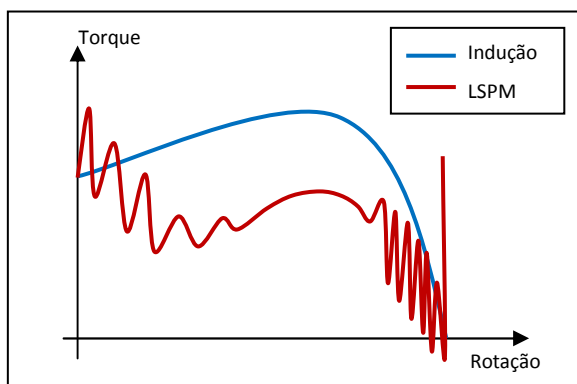


Figura 3 - Torque de aceleração – Motor de Indução versus LSPM

Como pode ser visto na Figura 3, a oscilação de torque é considerável e pode trazer problemas de partida e/ou de tempo de aceleração e por este motivo é importante que se conheçam os fatores que influenciam o torque de aceleração do LSPM, e desta maneira otimizar o projeto do motor e garantir a melhor relação custo/benefício do produto.

É importante que seja mencionado que o custo do produto não está somente no custo de matéria-prima. Um importante fator que pode facilitar ou dificultar a implantação de um produto é o seu custo de fabricação e o investimento necessário nas linhas de manufatura. Para um motor com ímãs permanentes internos são necessários investimentos na linha de montagem que normalmente não se encontram durante a fabricação do motor de indução convencional. Etapas adicionais, como por exemplo o posicionamento do rotor, a inserção dos ímãs, o processo de magnetização e o teste da tensão induzida (verifica a forma de onda e conteúdo harmônico) são necessários para motores deste tipo.

Devido a todos estes custos adicionais no processo de fabricação do motor, torna-se mandatório o conhecimento profundo dos requisitos do produto, de forma a otimizar o uso da matéria prima. De outra forma, pode-se chegar à conclusão de que o custo do produto é proibitivo, inviabilizando sua implantação.

O principal objetivo deste trabalho, portanto, é criar uma metodologia de análise do desempenho assíncrono do motor LSPM, que possa auxiliar o projeto deste tipo de motor tanto a nível acadêmico como na indústria.

## **1.1. LEVANTAMENTO BIBLIOGRÁFICO**

O material disponível relativo a motores monofásicos síncronos com ímãs permanentes é vasto. Praticamente todos analisam o LSPM com o uso do modelo d-q (decomposição dos enrolamentos nos eixos direto e quadratura), como nos artigos [13, 14, 15, 16, 17, 18].

Para o modelamento do motor de indução, foram usadas fontes já bem conhecidas e conceituadas, como [19] e [20], porém, foi em [11] que a maioria dos conceitos empregados no modelo proposto foi baseada.

O método de cálculo das reatâncias foi desenvolvido através da teoria básica do eletromagnetismo [21] e de literatura específica para motores de indução [11].

Especificamente para o funcionamento assíncrono com ímãs, há artigos interessantes da Universidade de Glasgow [7, 8, 9], sendo um deles publicado em conjunto com a Embraco [10].

Em relação ao estudo das características construtivas e sua relação com o desempenho do motor LSPM, podem-se citar várias fontes, porém, as mais relacionadas com o modelo em questão são os artigos [2, 3, 4], que citam métodos de otimização do caminho magnético de forma a maximizar o fluxo.

Interessantes estudos sobre desmagnetização foram realizados em [5] e [6], que podem ser utilizados no dimensionamento da espessura dos ímãs.

## **2. CARACTERÍSTICAS DO MOTOR SÍNCRONO COM ÍMÃS PERMANENTES E PARTIDA DIRETA PELA REDE (“LSPM Motor”)**

Os conceitos básicos sobre o funcionamento do motor LSPM não são difíceis de serem compreendidos, porém, sua formulação teórica é complexa devido a todos os fatores envolvidos. Além de ser um motor monofásico e apresentar o inconveniente de ter uma componente de torque reverso, o fato de usar ímãs no rotor torna a análise bastante trabalhosa. A seguir, serão apresentados alguns exemplos de topologias, bem como uma descrição dos fatores que afetam o desempenho deste tipo de motor durante o funcionamento síncrono e assíncrono.

### **2.1. CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO LSPM – FATORES IMPORTANTES PARA O FUNCIONAMENTO EM SINCRONISMO**

Existem diversas topologias de LSPM e, em sua maioria, apresentam ímãs internos, inseridos entre o eixo do rotor e a gaiola de alumínio. O fato de usar ímãs internos faz com que exista uma perda de fluxo considerável através das pontes formadas nas extremidades das aberturas para encaixe dos ímãs, e isso será avaliado posteriormente. O motor LSPM que será usado como exemplo tem configuração monofásica de dois polos, com gaiola de alumínio injetado e ímãs de NdFeB. A Figura 4 ilustra a configuração citada.

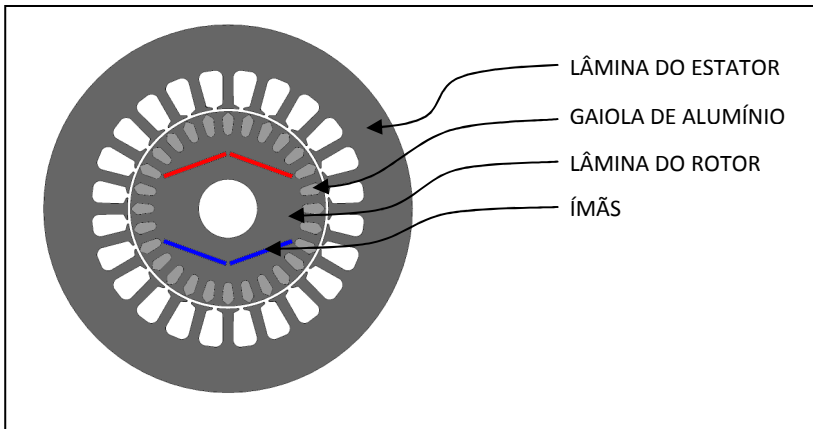


Figura 4 - Seção Transversal do Motor LSPM

Durante o projeto do rotor do LSPM existem alguns pontos importantes que devem ser observados para que se tenha um bom aproveitamento do material para o desempenho solicitado durante o funcionamento em sincronismo. Alguns dos pontos principais são:

- O fluxo gerado pelos ímãs no entreferro deve ter uma forma de onda aproximadamente senoidal, com o menor conteúdo harmônico possível. Isto, em combinação com o campo gerado pelo estator, deverá maximizar torques e eficiência para uma dada quantidade de ímã;
- A dispersão de fluxo (“*flux leakage*”) através das pontes do rotor deve ser reduzida ao mínimo com o uso de algumas técnicas simples de reprojeito das pontes [2, 3, 4];
- Devem-se evitar pontos de estrangulamento de fluxo (exceto nas pontes), de forma a otimizar o uso do material [2]. A saturação em pontos de passagem do fluxo útil pode indicar falhas de projeto e deve ser avaliada por intermédio de simulações numéricas (mapas de campo - elementos finitos);
- A espessura do ímã deve ser dimensionada de forma a evitar qualquer possibilidade de desmagnetização durante o funcionamento assíncrono do motor [5].

A seguir, cada um dos pontos descritos acima será explicado com maior detalhe para um motor didático de 2 pólos, a fim de facilitar a compreensão. Note que um projeto otimizado deve prever um dimensionamento conjunto do rotor e do estator. Portanto, os procedimentos descritos abaixo não são suficientes para um projeto ótimo, mas apenas um “*check-list*” das características do rotor que podem influenciar negativamente o desempenho.

### 2.1.1. FORMA DE ONDA DO FLUXO NO ENTREFERRO

Considerando que as correntes nos enrolamentos do estator normalmente são distribuídas de forma aproximadamente senoidal, o melhor aproveitamento do fluxo será atingido quando a forma de onda do fluxo de entreferro gerado pelos ímãs tiver o mesmo conteúdo harmônico do enrolamento de estator.

Para ilustrar como o desempenho do motor pode ser afetado pelo conteúdo harmônico do fluxo gerado no entreferro pelos ímãs, serão avaliados quatro casos em que a geometria do rotor pode gerar diferenças significativas no torque máximo. Como base para estes estudos foi usado um motor monofásico a capacitor permanente com potência nominal aproximada de 70W.

Caso 1 – Rotor com ímãs em arco (magnetizados radialmente)

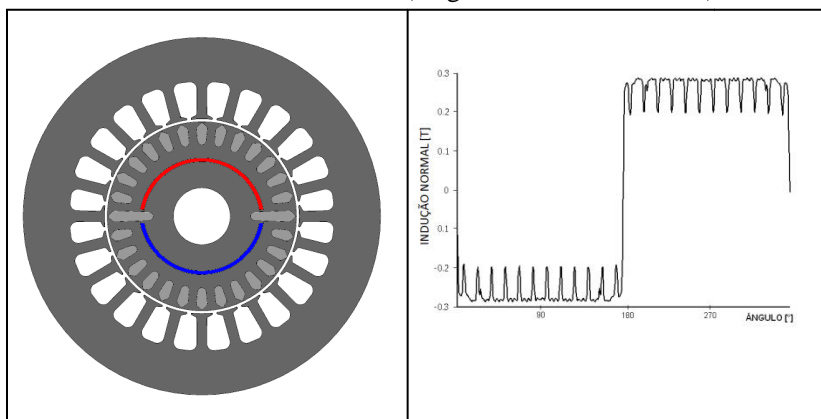


Figura 5 – Rotor com ímãs em formato de arco



### Caso 2 – Rotor com ímãs em formato de “V”

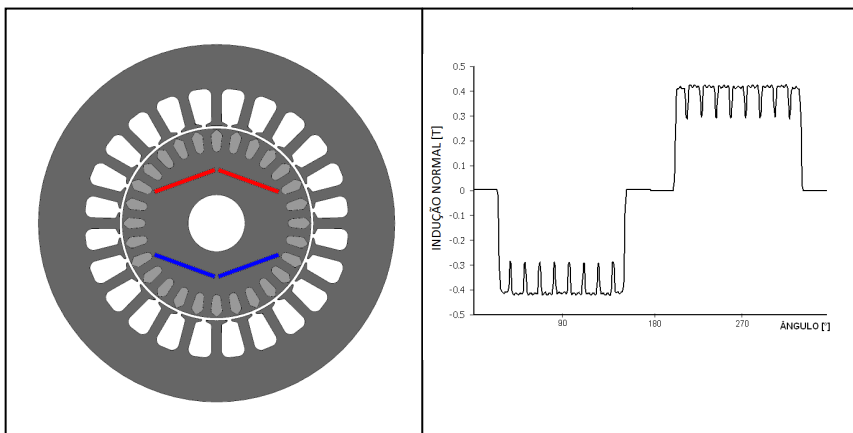


Figura 6 – Rotor com ímãs em formato de “V”

### Caso 3 – Rotor com ímãs retos

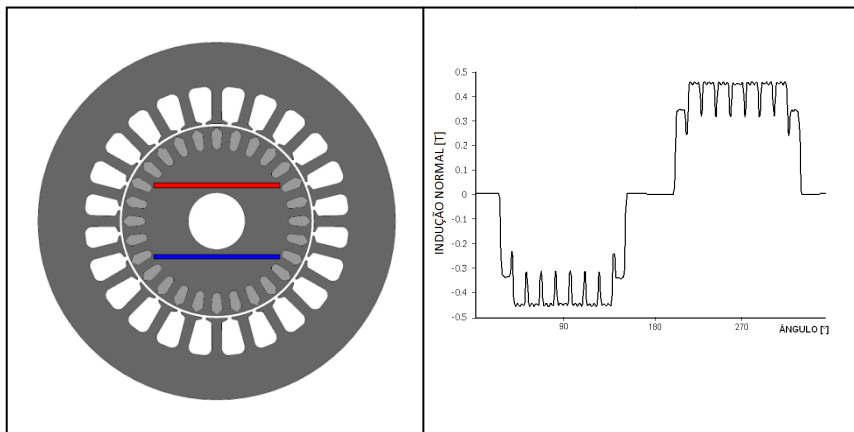


Figura 7 – Rotor com ímãs retos

#### Caso 4 – Rotor com ímãs em arco com redução progressiva do Br

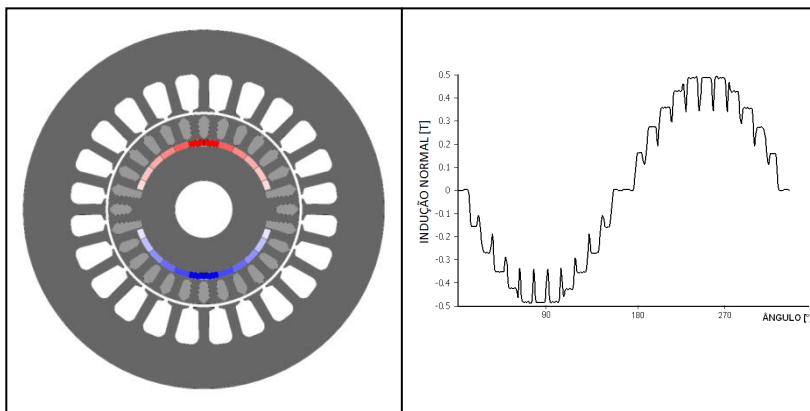
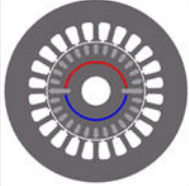
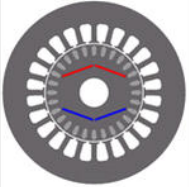
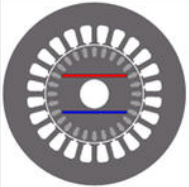
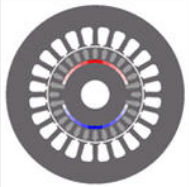


Figura 8 – Rotor com ímãs com redução progressiva do Br

Os três primeiros casos, mostrados na Figura 5, Figura 6 e Figura 7, são comumente encontrados na literatura, representando configurações bem conhecidas deste tipo de motor. O quarto tipo (Figura 8 - arco com redução progressiva do Br – indução remanente do ímã) não representa um caso real, porém, será analisado para que seja possível avaliar o impacto da forma de onda de fluxo no entreferro. Pode-se notar que a forma de onda varia de modo significativo de acordo com a geometria dos ímãs e a Tabela 2 mostra um comparativo entre o fluxo total que corta o entreferro e o torque máximo do motor, que no motor síncrono ocorre quando o eixo direto do rotor está a  $90^\circ$  do eixo do fluxo de estator.

Como pode ser notado na Tabela 2, o fluxo gerado pelos ímãs no entreferro foi equalizado para que o torque máximo pudesse ser comparado de forma mais direta. Isso foi feito alterando a indução remanente (Br) dos ímãs de cada um dos casos analisados, até que o módulo do fluxo total (normal ao entreferro) estivesse próximo a 1,2mWb.

Tabela 2 – Variação do torque máximo em função da geometria dos ímãs

Tipo		Fluxo	Torque Máximo
1		1,2 mWb	0,805 N.m
2		1,2 mWb	0,886 N.m
3		1,2 mWb	0,889 N.m
4		1,2 mWb	0,967 N.m

Fica evidente que o torque máximo é proporcional ao valor da componente fundamental do fluxo no entreferro. Como dito anteriormente, o rotor tipo 4 representa um caso ideal, no qual a indução remanente dos ímãs decai progressivamente com o ângulo, gerando uma forma de onda de fluxo bastante próxima à senoidal. O resultado é um aumento no torque máximo, devido ao ótimo “acoplamento” entre o fluxo dos ímãs e as correntes do estator.

Este exemplo foi apenas ilustrativo, já que em motores monofásicos com capacitor permanente o fluxo é girante e na maioria das vezes a distribuição das correntes não é perfeitamente senoidal devido ao efeito das saturações e possíveis assimetrias geométricas do

estator. De qualquer maneira, é uma forma simples e didática de apresentar o problema e mesmo levando-se em consideração o efeito das assimetrias, a conclusão ainda é válida para a grande maioria dos casos.

### 2.1.2. DISPERSÃO DE FLUXO NAS PONTES

Especialmente para motores que utilizam ímãs de NdFeB (Neodímio-Ferro-Boro), um fator muito importante para o cálculo da viabilidade do projeto é o custo total da solução e, neste caso, o custo total dos ímãs têm papel fundamental. A Figura 9 mostra a distribuição de massas e custos de aço, cobre, alumínio e ímãs para o motor analisado (monofásico CSR – 70W).

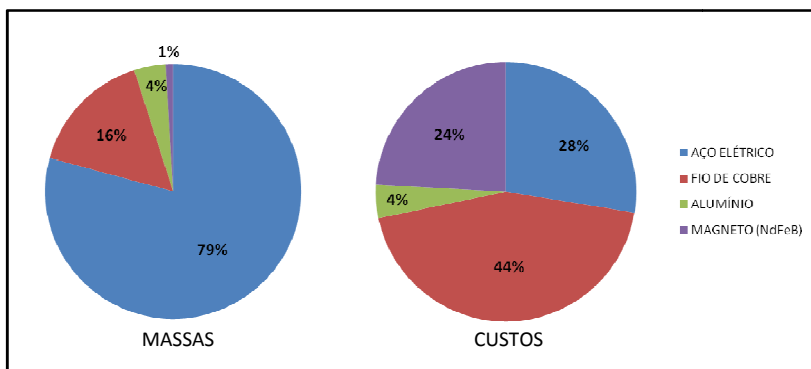


Figura 9 – Distribuição das Massas e Custos do Motor LSPM

É possível notar pelo gráfico da Figura 9 que aproximadamente 1/4 do custo total do motor pode ser atribuído ao ímã, mesmo que sua massa seja somente 1% da massa total do motor.

Por este motivo, a otimização da topologia do rotor de forma a reduzir o consumo de ímã (com o menor impacto possível no desempenho) deve ser avaliada durante o projeto do rotor. Pontos de saturação do fluxo direto e pontes entre os ímãs, onde há significativa perda de fluxo, devem ser avaliadas e, em alguns casos, redesenhadas para que o potencial de geração de fluxo do ímã seja plenamente alcançado.

O exemplo a seguir ilustra um caso simples, em que um reprojeito do rotor pode trazer um benefício considerável. Considere o motor com as características mostradas na Figura 10. As setas mostram os pontos de perda de fluxo:

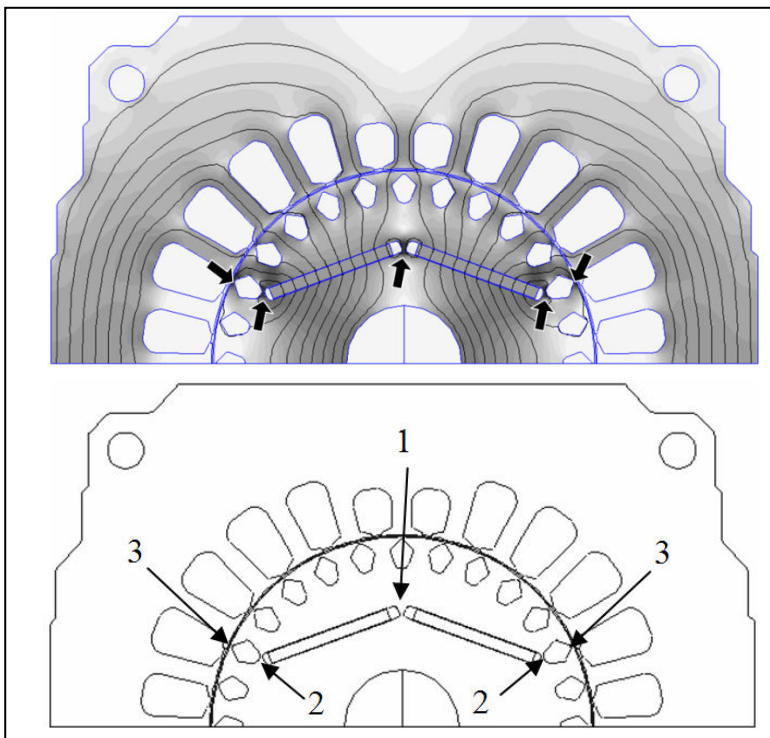


Figura 10 – Pontos de Perda de Fluxo

Com o auxílio de um software de elementos finitos [22] foi possível determinar a quantidade de fluxo perdido nas pontes durante a operação em vazio. Estes valores são apresentados na Tabela 3:

Tabela 3 – Fluxo perdido nas pontes – caso referência

	Fluxo (mWb)	%
Fluxo total gerado pelos ímãs	1,796	100%
Fluxo total no entreferro	1,315	73%
Fluxo perdido nas pontes tipo 1	0,135	8%
Fluxo perdido nas pontes tipo 2	0,19	11%
Fluxo perdido nas pontes tipo 3	0,14	8%

Como pode ser visto na Tabela 3, 27% do fluxo total do ímã é perdido através das pontes. Infelizmente, não existe maneira simples de eliminar completamente a dispersão de fluxo, porém, ela pode ser consideravelmente reduzida com o uso de algumas técnicas [2], descritas abaixo:

- a) Uso de pontes alongadas: a idéia é maximizar a relutância das pontes, o que pode ser feito aumentando o comprimento do caminho magnético do fluxo de curto-circuito. Como o fluxo é inversamente proporcional à relutância, é possível reduzir a perda de fluxo que passa pelas pontes ímã-ímã e pelas pontes ímã-gaiola, conforme é ilustrado na Figura 11.

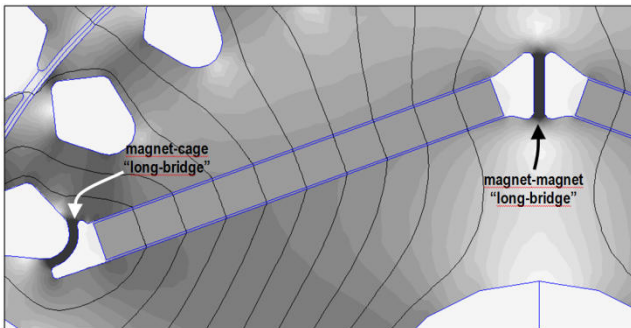


Figura 11 – Pontos de Perda de Fluxo

- b) Ranhas abertas no rotor: Como pode ser visto na Figura 12-a, existe uma perda de fluxo significativa nas pontes das ranhas de rotor adjacentes às extremidades dos ímãs e a abertura destas pontes traz uma sensível redução do fluxo de curto-circuito. Estas ranhas normalmente são fechadas por razões de fabricação (injeção de alumínio), mas em alguns casos é possível modificar o processo de fabricação para possibilitar a abertura destas ranhas. Também pode ser visto na Figura 12-b que a abertura é maior do que o valor do entreferro, pois esta é uma das condições para que esta modificação traga um benefício significativo.

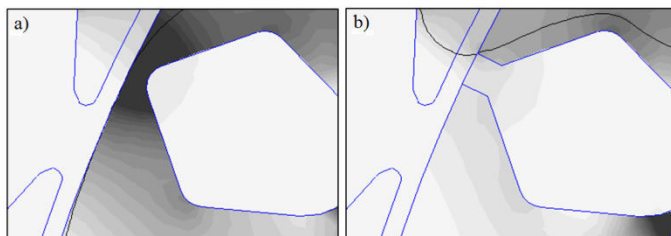


Figura 12 – (a) Ranhura de rotor fechada; (b) ranhura de rotor aberta

Com as modificações propostas é possível alcançar um fluxo de entreferro expressivamente mais alto, como pode ser visto na Tabela 4. Note que a solução trouxe um aumento no fluxo de aproximadamente 19% (de 73% para 87% do fluxo total gerado pelo ímã) para o mesmo volume de ímã. Como estas modificações não trazem nenhum aumento direto em custo de matéria-prima, parecem ser uma alternativa atrativa de otimizar o volume de ímã, o que pode ser usado tanto para a melhoria do desempenho quanto para reduzir custos de material.

Tabela 4 – Fluxo perdido nas pontes – caso modificado

	Fluxo (mWb)	%
Fluxo total gerado pelos ímãs	1,769	100%
Fluxo total no entreferro	1,539	87%
Fluxo perdido nas pontes tipo 1	0,106	6%
Fluxo perdido nas pontes tipo 2	0,071	4%
Fluxo perdido nas pontes tipo 3	0,053	3%

### 2.1.3. PONTOS DE ESTRANGULAMENTO DE FLUXO

Durante o projeto da lâmina do motor, normalmente os projetistas estão muito mais preocupados com a quantidade de fluxo útil gerado pelos ímãs do que com o mapa de campo (distribuição de induções). Porém, em alguns casos o total de fluxo gerado pode ser bastante afetado pela distribuição das induções. Nos casos onde são gerados pontos de estrangulamento, pode-se aumentar drasticamente a relutância à passagem do fluxo direto (gerador de torque), prejudicando o motor nos seguintes aspectos:





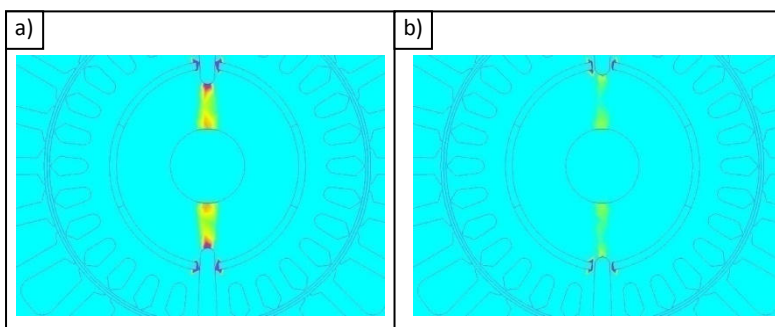


Figura 14 – (a) Lâmina original; (b) Lâmina modificada

Além do mapa de campo, a variação no fluxo total gerado pode ser usada como parâmetro de comparação entre as duas lâminas, como pode ser visto na Tabela 5.

Tabela 5 – Variação do fluxo gerado no entreferro

	Fluxo (mWb)
Lâmina Original	1,359
Lâmina Modificada (Ranhura Curta)	1,496
Variação :	<b>10,1%</b>

A variação de 10% no fluxo total é bastante significativa e pode trazer benefícios em desempenho e/ou custo.

#### 2.1.4. RESISTÊNCIA À DESMAGNETIZAÇÃO

Durante o funcionamento do motor sincronizado, o eixo de fluxo dos ímãs está normalmente entre 0 e 90° elétricos defasados do eixo de fluxo do estator e, nesta condição, o ímã não é submetido a praticamente nenhum campo reverso desmagnetizante. Por outro lado, durante a partida do motor o ímã estará obrigatoriamente sujeito a campos desmagnetizantes, que devem ser considerados durante o projeto da lâmina. A análise de desmagnetização pode ser realizada por meio de cálculos analíticos ou com o uso de softwares de elementos finitos, que normalmente são mais precisos, mas tomam um tempo razoável para a

preparação e execução, já que durante a análise é prudente considerar várias posições do rotor [5].

É interessante notar que nem sempre a pior situação de desmagnetização ocorre quando o campo desmagnetizante do estator está a  $180^\circ$  do campo direto do rotor. Em alguns casos, o ímã pode estar submetido a campos reversos de maior intensidade quando o rotor estiver em outras posições. Portanto, somente uma análise completa (varredura de  $90^\circ$  elétricos) pode garantir que não haverá desmagnetização.

Normalmente, a forma de se evitar a desmagnetização é o aumento da espessura do ímã, até que o campo reverso seja reduzido o bastante para garantir que o ímã não perderá suas características magnéticas em nenhum caso. Sempre se devem usar as correntes de enrolamento na condição de rotor bloqueado, maximizando assim a segurança da análise.

Outro fator importante é a temperatura na qual será feita a análise de desmagnetização. Devem-se considerar o tipo de ímã e a faixa de temperatura a qual o motor será submetido para definir em que condição a análise será feita. Ímãs de ferrite, por exemplo, são mais resistentes à desmagnetização quando em temperaturas mais altas, já os demais tipos de ímãs perdem resistência ao campo reverso conforme a temperatura aumenta. Na Figura 15 podem ser vistas curvas das propriedades magnéticas para ímãs comerciais de NdFeB e na

Figura 16 para ímãs de ferrite.

A importância da análise de desmagnetização não está apenas em definir a espessura do ímã a ser usado. Em alguns casos, torna-se claro que o uso de um tipo (ou “grade”) diferente de ímã pode ser mais vantajoso em termos de custo. O uso de ímãs de Neodímio a princípio pode parecer proibitivo devido ao custo por quilograma deste material, mas quando se considera que o volume de ímã utilizado pode ser drasticamente reduzido, talvez a troca possa realmente trazer vantagens. Adicionalmente, em alguns casos é possível reduzir não só a massa de ímã, mas também o volume total do motor e/ou do produto ao qual o motor será acoplado, e a solução como um todo pode ser bastante competitiva.

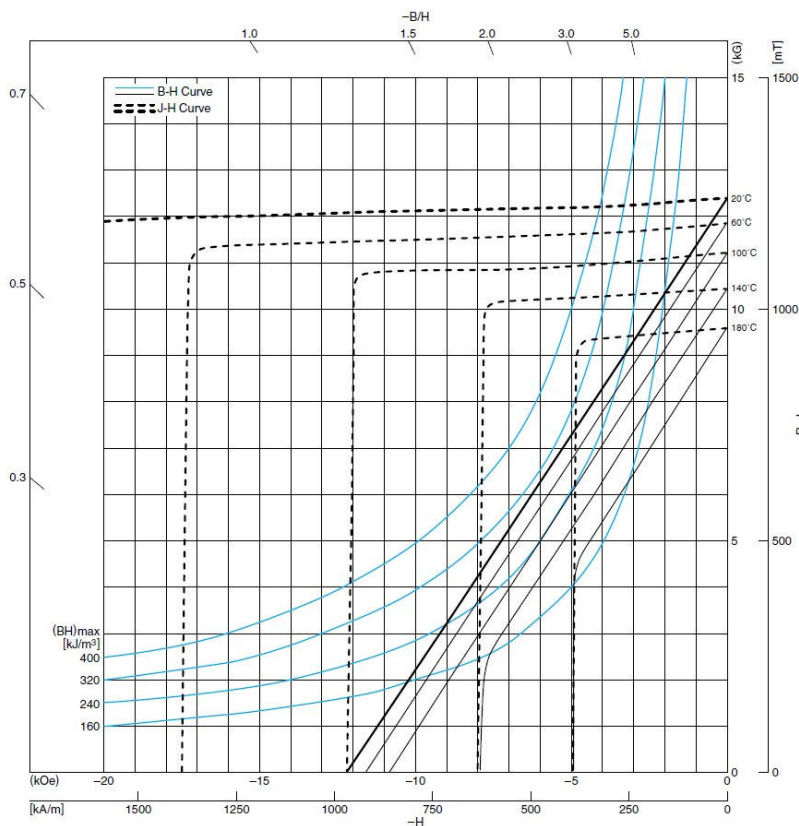


Figura 15 – Curvas típicas para ímãs de Neodímio-Ferro-Boro (Fonte : Catálogo TDK)

Para exemplificar o efeito da desmagnetização em um motor LSPM, será usado o motor da Figura 6, que utiliza ímãs de neodímio. Tipicamente, a temperatura máxima à qual o ímã estará submetido varia de 100°C a 140°C, dependendo da eficiência, regime de carga e classe do motor. Será aplicado um campo reverso desmagnetizante suficiente para que a indução no interior do ímã caia a valores abaixo de 0,25T. Nesta situação, o ímã sofreria desmagnetização quando submetido a uma temperatura igual ou maior a 140°C (ver Figura 15).

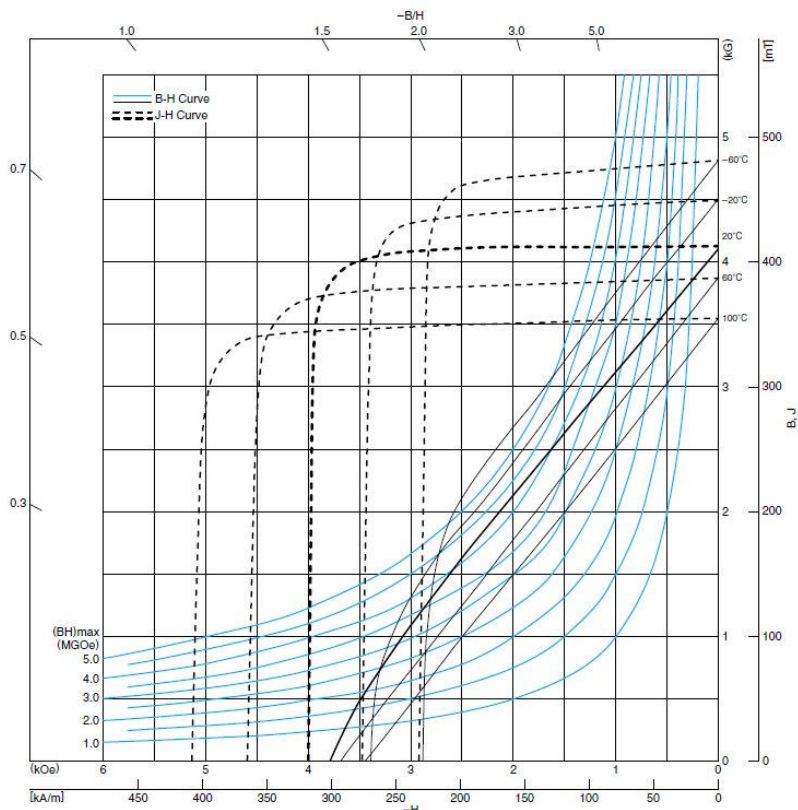


Figura 16 – Curvas típicas para ímãs de Ferrite (Fonte : Catálogo TDK)

A Figura 17 mostra a carta de campo de um motor que apresentaria problemas de desmagnetização a 140°C, devido à espessura do ímã ter sido subdimensionada. As áreas em azul representam os pontos onde a indução é menor do que 0,25T e, como indicado pelas setas, a maior parte do ímã seria desmagnetizada durante a partida do motor.

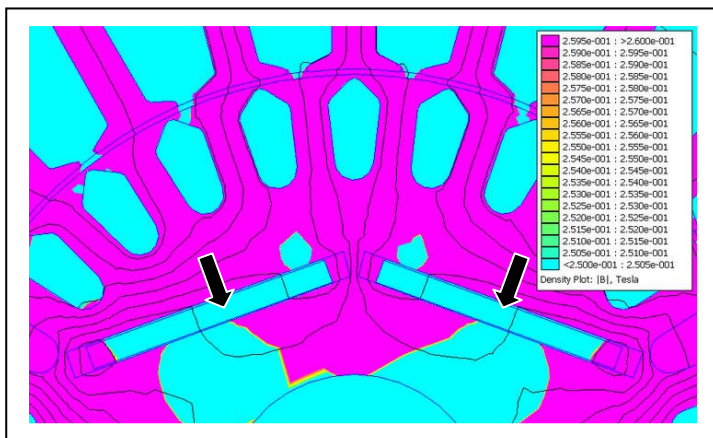


Figura 17 – Carta de campo – desmagnetização

Uma das maneiras de evitar a desmagnetização é o uso de ímãs de maior espessura [6]. No caso do motor acima, um aumento de 25% na espessura foi suficiente para garantir que a indução não seria menor do que 0,25T em nenhum ponto do ímã no momento que este estivesse submetido ao campo desmagnetizante durante o funcionamento assíncrono. A Figura 18 mostra a carta de campo do motor com o ímã de maior espessura.

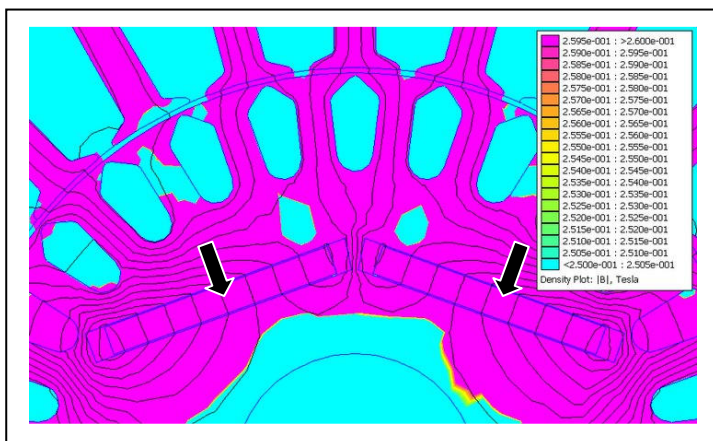


Figura 18 – Carta de campo – correção da desmagnetização

## 2.2. CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO LSPM – FATORES IMPORTANTES PARA O FUNCIONAMENTO ASSÍNCRONO

A seguir, serão descritas qualitativamente algumas das características construtivas que afetam a partida do motor síncrono com partida direta pela rede. Neste capítulo não serão usadas formulações e os exemplos serão didáticos, com o objetivo de mostrar apenas os pontos importantes e que devem ser avaliados durante o projeto do motor LSPM.

### 2.3.1. TORQUE DE FRENAGEM GERADO PELOS ÍMÃS

O LSPM é um misto de motor de indução e motor síncrono. Na verdade, é um motor de indução na partida e um motor síncrono em funcionamento, podendo-se dizer que de modo geral, todas as variáveis que influenciam o desempenho do motor em sincronismo também são importantes (em menor ou maior grau) para o funcionamento assíncrono. Neste caso, porém, o torque positivo é gerado pela gaiola, tal como num motor de indução, e os ímãs não só não têm função como ainda geram um torque negativo (frenagem) durante a maior parte da curva de aceleração. A Figura 19 mostra as parcelas de torque que, quando somadas, geram o torque total durante a aceleração do motor.

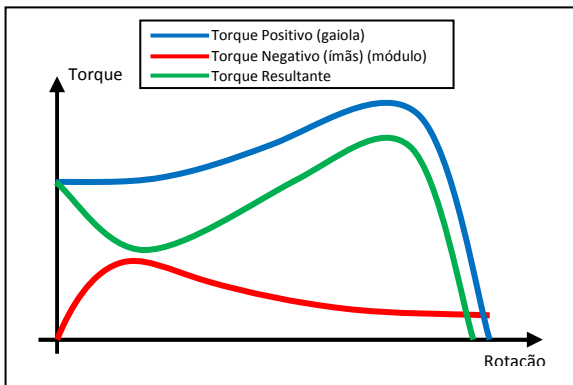


Figura 19 – Curva de aceleração do motor LSPM - exemplo

O ideal seria que fosse possível “desligar” o fluxo gerado pelos ímãs durante a partida, mas como isso não é possível, o ideal passa a ser tentar minimizar seu efeito negativo reduzindo a quantidade de ímã até o mínimo aceitável para que o desempenho do motor em sincronismo não seja afetado de maneira a inviabilizar o projeto.

O balanço entre o fluxo no entreferro na condição em vazio (quantidade de ímã) e a curva de aceleração é uma das fases mais críticas do projeto do motor e para alguns tipos de aplicação pode-se chegar à conclusão de que a eficiência em sincronismo deve ser sacrificada em função da robustez do projeto. Como é mostrado na Figura 20, o torque varia consideravelmente em função da quantidade de ímã, sendo que em alguns casos pode-se chegar a valores de torque negativos durante a aceleração do motor.

O ponto mais crítico da curva de aceleração é, provavelmente, a região em torno de  $1/3$  da rotação síncrona, pois é onde o torque negativo gerado pelos ímãs somado ao torque negativo das harmônicas de enrolamento (próximo item) pode gerar uma queda de torque suficiente para inviabilizar a partida do motor. O efeito de cada parcela deve ser avaliado durante o projeto do motor. Métodos de cálculo do torque de frenagem podem ser encontrados em [7, 8, 9].

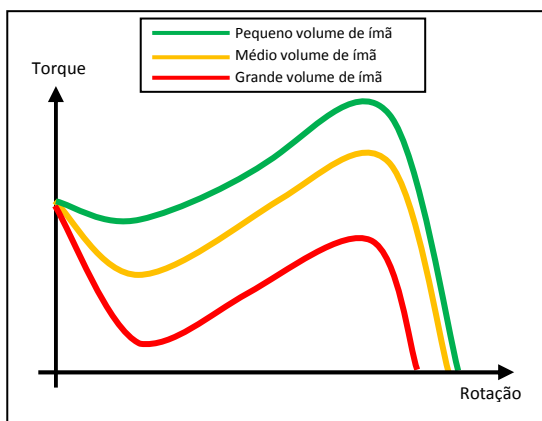


Figura 20 – Efeito da quantidade de ímãs na aceleração do motor LSPM

### 2.3.2. HARMÔNICAS DE ENROLAMENTO

O fluxo gerado no entreferro pelo estator durante o processo de partida não é perfeitamente senoidal e isto gera as conhecidas harmônicas de enrolamento, que podem causar grandes variações de torque ao longo da curva de partida [10]. As harmônicas de enrolamento produzem curvas de torque semelhantes àquela produzida pela fundamental, porém com frequência de operação inversamente proporcional à sua ordem. Em outras palavras, a rotação síncrona da 3ª harmônica será  $n_s/3$ , a da 5ª harmônica será  $n_s/5$ , e assim por diante. Como o efeito destas harmônicas normalmente é prejudicial ao desempenho do motor (ainda que em algumas ocasiões possa ter função benéfica), durante o projeto deve-se procurar deixar a distribuição dos enrolamentos o mais senoidal possível. Algumas vezes isso não é fácil, principalmente em motores monofásicos, em função do limite de enchimento das ranhuras, já que normalmente usam-se ranhuras compartilhadas entre os enrolamentos principal e auxiliar do motor. Outro fato que pode complicar ainda mais a redução do conteúdo harmônico é o ângulo de alcance de cada enrolamento. O ideal é que o enrolamento tenha um alcance de no mínimo 70% do pólo, ou seja, para um motor monofásico de 2 pólos com 24 ranhuras significaria que cada enrolamento deveria ter no mínimo 8 ranhuras ocupadas por pólo.

A Figura 21-a mostra um exemplo do fluxo no entreferro considerando que exista corrente apenas em uma das bobinas de um motor de 2 pólos. A Figura 21-b mostra um exemplo em que a 3ª harmônica tem módulo de 20% em relação à fundamental. Já a 5ª harmônica apresenta 10% do módulo da fundamental. É possível notar claramente a distorção gerada pelas harmônicas, e o seu efeito negativo no torque do motor.



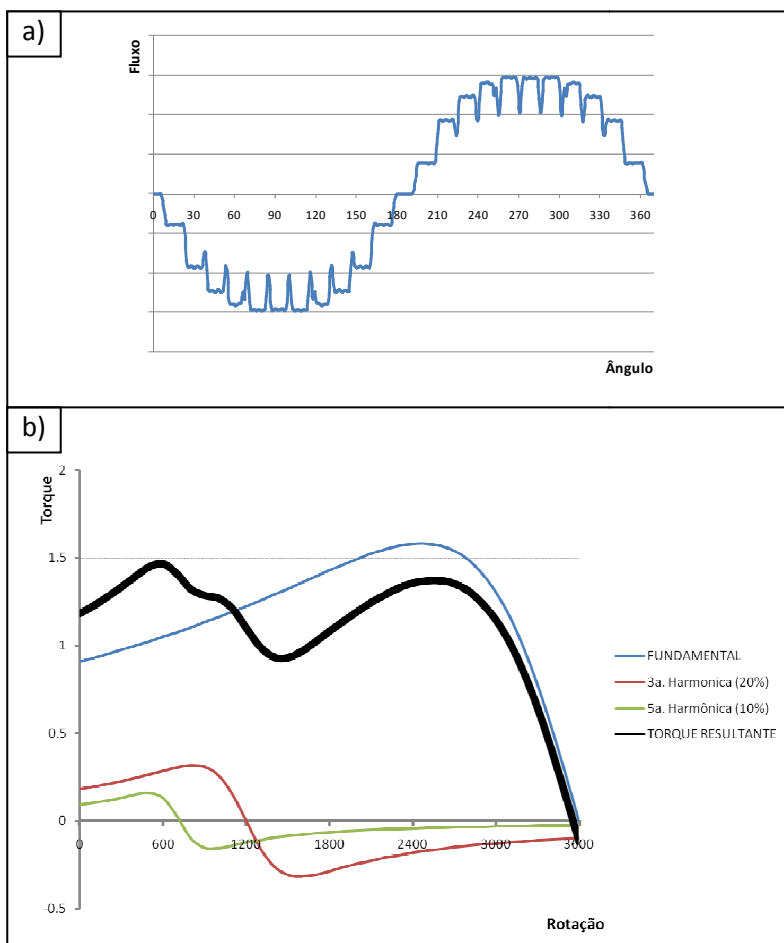


Figura 21 – a) Fluxo no entreferro; b) Efeito das harmônicas de enrolamento no torque assíncrono

### 2.3.3. RESISTÊNCIA ÔHMICA DA GAIOLA DO ROTOR

Outro fator importante que pode influenciar o formato da curva de aceleração do motor LSPM é a resistência ôhmica da gaiola, que na verdade é uma combinação da resistência das barras e dos anéis de curto

circuito. Na Figura 22 são mostradas as curvas de torque para um motor de indução bifásico equilibrado, no qual o efeito da variação da resistência do rotor é mais evidente.

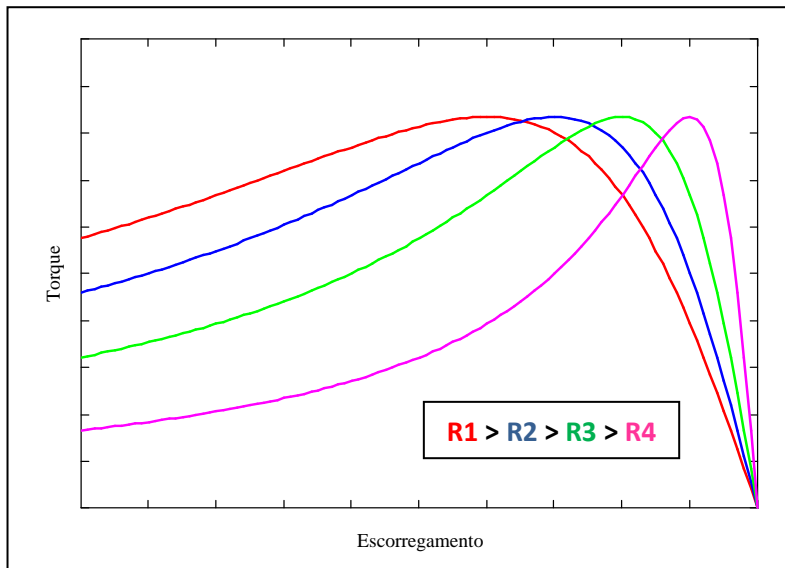


Figura 22 – Efeito da resistência do rotor na curva de torque do motor de indução

Note que durante todo o funcionamento do LSPM como motor de indução as correntes de rotor serão consideravelmente altas e é recomendado que exista um balanço entre a resistência dos anéis e das barras. Durante o projeto, os seguintes aspectos relativos ao projeto da gaiola devem ser considerados:

- As densidades de corrente nos anéis e nas barras devem estar aproximadamente equilibradas. Isso garantirá que a quantidade de alumínio está otimizada;
- As densidades de fluxo nos dentes e na coroa do rotor devem ficar em um nível aceitável e, com base nisso, deve-se dimensionar a altura e largura máxima das barras.

### 2.3.4. NÚMERO DE RANHURAS DO ROTOR

Durante o funcionamento assíncrono do motor LSPM, podem ocorrer “selas” de torque (quedas abruptas no torque de aceleração), devido a interação entre os campos da fundamental (reverso ou direto) e suas harmônicas de ranhura. Na verdade, as selas são tendências de sincronização entre estes campos, e são caracterizadas por uma seqüência de torques positivos e negativos adicionados ao torque médio da fundamental. A Figura 23 mostra como se apresentam as selas síncronas durante a curva de partida.

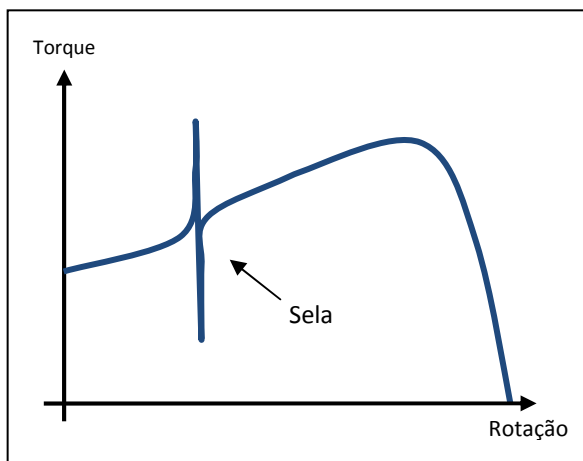


Figura 23 – Sela síncrona durante a partida do motor

Conforme literatura, algumas combinações de números de ranhura do estator/rotor podem potencializar o problema das selas síncronas, conforme descrito abaixo:

Sendo,

$NR_1$  : número de ranhuras do estator;

$NR_2$  : número de ranhuras do rotor;

$P$  : número de pares de pólos da fundamental;

$\Delta N$  : diferença entre o número de ranhuras do estator e rotor;

Conforme [11] as seguintes combinações podem causar problemas durante a curva de aceleração do motor:

**a)  $\Delta N = 2P$**

(diferença no número de ranhuras é igual a duas vezes o número de pares de pólos. Ex.:  $NR_1=24$ ,  $NR_2=28$  para um motor de 4 pólos)

**b)  $|n| \cdot \Delta N = NR_1$**

(diferença no número de ranhuras multiplicado por um número inteiro positivo é igual ao número de ranhuras do estator. Ex.:  $NR_1=24$ ,  $NR_2=36$ ,  $n=2$ )

**c)  $|n| \cdot \Delta N = NR_1 \pm 2$**

(diferença no número de ranhuras multiplicado por um número inteiro positivo é igual ao número de ranhuras do estator  $\pm 2$ . Ex.:  $NR_1=24$ ,  $NR_2=38$  (ou 34),  $n=2$ )

Para as condições **b)** e **c)**, quanto menor for o valor de **n**, maior será o efeito da sela na curva de torque. As três condições estão em ordem de importância, portanto, quando não houver como evitar alguma delas, deve-se usar o critério acima como guia para o projeto.

### 2.3.5. PROCESSO DE SINCRONIZAÇÃO

Na verdade, a partida de um motor LSPM consiste não apenas no processo de sair do repouso e alcançar uma dada velocidade, mas também todo o transitório até que o motor sincronize. Isto porque a sincronização também depende da robustez do motor (em relação aos torques necessários) durante o processo de partida [12].

Durante o transitório de sincronização, que normalmente ocorre quando o motor atinge cerca de 80% da velocidade síncrona, o campo do ímã estará girando a uma velocidade similar à do campo gerado pelo estator, o que fará com que sejam gerados torques adicionais ao do motor de indução. Estes torques adicionais são de grande magnitude e se alternam entre valores negativos (no momento em que o campo gerado pelo ímã está à frente do campo do estator) e positivos (campo do rotor atrás do campo do estator). A Figura 24 ilustra a curva de torque durante o processo de sincronização.

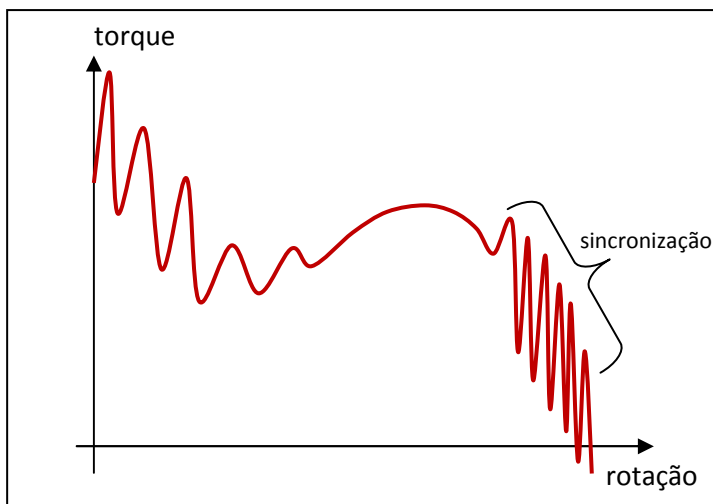


Figura 24 – Processo de sincronização do motor LSPM

Note que na Figura 24 foi traçada a curva torque versus rotação, e não o comportamento dinâmico do motor, por isso não se pode dizer com segurança que haverá sincronização. Para isso, deve-se levar em consideração algumas variáveis não apenas do motor, mas também de todo o sistema ao qual ele será aplicado. Além disso, o comportamento do torque pulsante depende não somente da rotação, mas também do tempo, portanto, pode-se observar um comportamento diferente do torque nesta região dependendo da velocidade com que a curva for traçada. As principais variáveis que devem ser levadas em consideração são:

- a) Robustez do motor em relação aos torques de partida e aceleração gerados pela gaiola (funcionamento como motor de indução): torques de aceleração mais altos, principalmente na região de sincronização, podem facilitar que o motor chegue à velocidade síncrona;
- b) Momento de inércia do rotor: quanto maior for o momento de inércia, menor será a aceleração resultante do rotor rumo à sincronização;

- c) Volume de ímãs: as várias tentativas de sincronização, durante as quais o motor terá variações bruscas de torque, poderão ser bem sucedidas caso, durante um período em que a variação de torque é positiva, for possível vencer a inércia do sistema e chegar à rotação síncrona. Um volume maior de ímãs pode ajudar a sincronização, pois aumenta o valor dos picos de torque positivos. Deve-se apenas considerar que mais fluxo gerado pelos ímãs também pode significar uma curva de partida com torques mais baixos, e, portanto, pode não ser indicado em todos os casos.

### 3. MODELAGEM DO FUNCIONAMENTO ASSÍNCRONO DO MOTOR LSPM

Neste capítulo serão apresentados os métodos de cálculo propostos para a simulação do funcionamento assíncrono do motor LSPM por meio de um método analítico, baseado em rotinas previamente desenvolvidas para a simulação de motores de indução monofásicos. Para isso, será usado como base um motor de 2 polos para uso em compressores herméticos, com potência de eixo de 50W e alimentado a 220V/50Hz.

Embora a maioria dos autores utilize o modelo d-q para a análise de motores de duas fases, como é mostrado nos artigos [13, 14, 15, 16, 17, 18], Pacheco [11] demonstra que o motor de indução monofásico pode ser analisado por meio da resolução de um circuito equivalente que acople os enrolamentos de estator (principal e auxiliar) e o enrolamento do rotor (gaiola). Com o uso do circuito proposto, é possível calcular com relativa facilidade as variáveis de saída: correntes, tensões e torques. Provavelmente, a parte mais trabalhosa da modelagem é a extração dos parâmetros do circuito, que devem levar em consideração as características construtivas do motor, não linearidades dos materiais e variáveis do ambiente, como alimentação e temperaturas. O circuito citado pode ser visto na Figura 25 (índice “m” para enrolamento principal e índice “a” para enrolamento auxiliar).

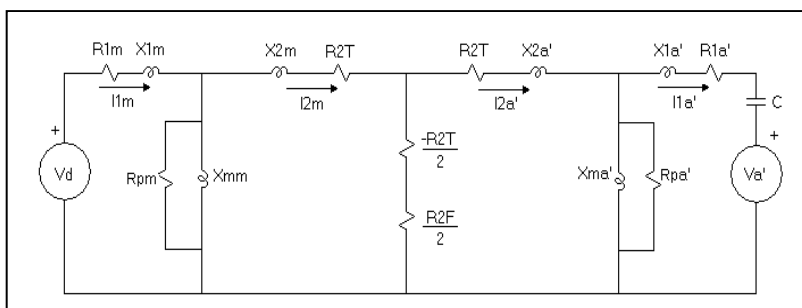


Figura 25 – Circuito equivalente do motor monofásico de indução

Após a obtenção da curva de torque do motor de indução, pode-se sobrepor o efeito “freio” dos ímãs (conforme §2.3.1) e, desta maneira, obter a curva completa de torque assíncrono do motor LSPM. Durante a análise, serão consideradas algumas simplificações que permitirão que algumas das reatâncias de dispersão sejam consideradas constantes

durante toda a faixa de rotação analisada. Sem estas simplificações, o modelo torna-se muito mais complexo e o resultado não seria muito afetado em relação à precisão.

Antes que seja possível usar o modelo desenvolvido é necessário que se conheçam os seguintes parâmetros do motor:

- a) Resistência ôhmica dos enrolamentos do estator ( $R_1$ );
- b) Reatâncias de dispersão de cabeça de bobina dos enrolamentos do estator ( $X_{Cab1}$ );
- c) Reatâncias de dispersão das ranhuras do estator ( $X_{rr1}$ ,  $X_{rp1}$ );
- d) Reatâncias de magnetização ( $X_m$ );
- e) Resistência equivalente do rotor ( $R_2'$ );
- f) Reatâncias de dispersão do rotor ( $X_{zz2}$ ,  $X_{rr2}$ ,  $X_{p2}$ );
- g) Tensão induzida (FEM) nos enrolamentos do estator.

Estes parâmetros podem ser calculados através de métodos analíticos que levem em consideração as características construtivas do motor. As reatâncias e tensões induzidas podem, inclusive, ser calculadas com maior precisão por meio de métodos numéricos que levem em conta a saturação do material. A seguir, serão descritas as rotinas de cálculo para os parâmetros acima.

### **3.1. RESISTÊNCIA E PESO DOS ENROLAMENTOS**

Para o cálculo da resistência dos enrolamentos, as seguintes características construtivas da lâmina devem ser conhecidas:

- a) Número de Ranhuras do Estator ( $NR_1$ )
- b) Raio Interno do Estator ( $RIE$ )
- c) Comprimento do Pacote ( $CP$ )
- d) Ângulo entre os centros das ranhuras ( $\theta_i$ )

As características acima, com exceção do comprimento do pacote, são ilustradas na Figura 26.



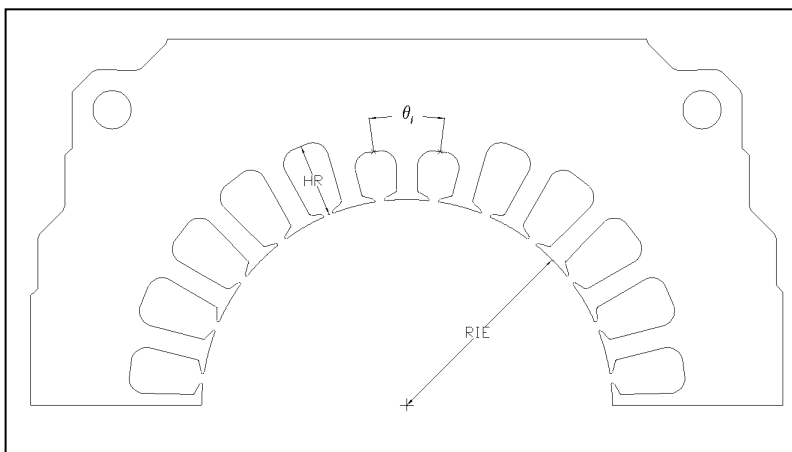


Figura 26 – Variáveis Construtivas do Estator

Também são necessárias algumas variáveis relacionadas à bobinagem e à inserção dos fios, para que seja possível calcular o diâmetro médio das bobinas, sua resistência e seu peso:

- a) Número de Condutores em Paralelo (NC): em alguns tipos de motores é necessário usar múltiplos fios bobinados conjuntamente, com o objetivo de reduzir a resistência ôhmica mantendo o volume total de cobre;
- b) Número de Circuitos em Paralelo (CI): similar ao número de condutores em paralelo, porém, indica como os pólos do motor serão ligados. CI igual a 1 indica ligação em série e CI=2 indica pólos em paralelo (para um motor de 2 pólos);
- c) Número de pares de polos (P);
- d) Altura do Pescoço ou Colarinho (HR): representa o prolongamento das bobinas após o final da lâmina, usualmente com o mesmo valor da altura do isolante de ranhura que fica para fora do pacote de lâminas;
- e) Número de Espiras da *i-ésima* Ranhura ( $NE_i$ );

- f) Diâmetro do Fio Condutor ( $\phi_c$ );
- g) Resistividade do Material do Fio Condutor ( $\rho_r$ );
- h) Densidade do Fio Condutor ( $\rho_c$ ).

O peso pode ser calculado tendo como base o comprimento total de fio. As parcelas de fio dentro das ranhuras e na cabeça de bobina serão calculadas separadamente, conforme descrito a seguir:

### 3.1.1. CÁLCULO DO COMPRIMENTO DO FIO CONDUTOR ÚTIL

Com base no número de espiras e comprimento do pacote, pode-se calcular o comprimento total do condutor útil (localizado dentro das ranhuras).

Sendo o número de espiras totais definido por:

$$NET = 2P \cdot \sum NE_i \quad (1)$$

O comprimento total de condutor dentro das ranhuras é, portanto,

$$LTU = NET \cdot CP \quad (2)$$

### 3.1.2. COMPRIMENTO DO FIO CONDUTOR NA CABEÇA DE BOBINA

Para calcular o comprimento total dos fios na cabeça de bobina, usa-se como referência o raio interno do estator (RIE), a altura média das ranhuras (HR), o número total de espiras e o ângulo formado entre cada par de ranhuras em que o fio se localiza. Aplica-se, então, o somatório para todos os fios:

$$LCA = \sum \left[ 2 \cdot \pi \cdot (RIE + HR) \cdot \cos\left(\frac{\theta_i}{180}\right) \cdot NE_i \right] \quad (3)$$

### 3.1.3. COMPRIMENTO TOTAL DE FIO

O comprimento total dos fios é simplesmente a soma das duas parcelas:

$$LCT = LTU + LCA \quad (4)$$

### 3.1.4. CÁLCULO DA RESISTÊNCIA ÔHMICA E PESO

Com o comprimento total dos fios, pode-se calcular a resistência ôhmica e o peso dos enrolamentos. Utiliza-se para isso o valor da área transversal do fio ( $S_c$ ), do peso específico ( $\rho_c$ ) e da resistividade do condutor ( $\rho_r$ ), conforme mostrado a seguir.

Área transversal do fio condutor:

$$S_c = \frac{(\phi_c)^2 \cdot \pi}{4} \quad (5)$$

Volume total de fio:

$$V = LCT \cdot S_c \quad (6)$$

E, então, o peso total do enrolamento pode ser calculado por:

$$PESO = \rho_c \cdot V \cdot 2P \cdot NC \quad (7)$$

O cálculo da resistência utiliza o número de pares de pólos (P) número de circuitos em paralelo (CI), o número de condutores bobinados em paralelo (NC), a área transversal do fio ( $S_c$ ) e a resistividade do fio de cobre ( $\rho_{cu}$ ).

$$RESISTÊNCIA = \frac{2P \cdot LCT \cdot \rho_{cu}}{S_c \cdot (NC \cdot CI)^2} \quad (8)$$

### 3.2. CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DO ROTOR

Para o cálculo da resistência do rotor ( $R_2$ ), considera-se que todo o circuito formado pela gaiola pode ser representado por uma única barra unida por um anel superior e outro inferior. Do ponto de vista do fluxo gerado no estator isso é válido, desde que o número de espiras efetivas dos enrolamentos rotóricos (e não o número de espiras totais) seja usado para o cálculo da resistência referenciada ao estator.

A resistência de cada barra individualmente pode ser calculada pela fórmula:

$$R_b = \frac{\rho_{al} \cdot CP}{S_b} \quad (9)$$

Sendo que  $\rho_{al}$  é a resistividade do alumínio,  $CP$  é o comprimento do pacote e  $S_b$  a seção transversal da barra. As variáveis podem ser visualizadas na Figura 27.

Conforme sugerido por Stepina [19], a resistência da barra equivalente (concentrada) pode ser obtida calculando-se o equivalente paralelo de todas as barras ponderadas pelo cosseno ao quadrado do ângulo formado entre o eixo do enrolamento e a respectiva barra. Para cada barra individualmente, pode-se calcular a resistência usando a equação:

$$R_{b_i} = R_b \cdot \frac{1}{\cos^2 \alpha_i} \quad (10)$$

O equivalente paralelo de todas as barras pode ser calculado pelo somatório:

$$R_{b_{eq}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{Nr/2} \left[ \frac{1}{R_b} \cdot \cos^2 \alpha_i \right]} \quad (11)$$

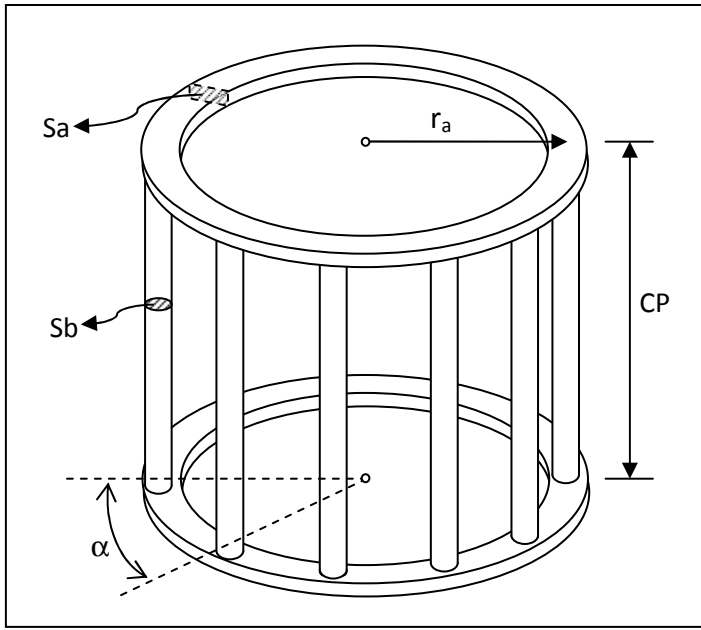


Figura 27 – Variáveis Construtivas do Rotor

A resistência dos anéis pode ser calculada pela equação:

$$Ra = \rho_{al} \cdot \frac{\pi \cdot r_a}{S_a} \quad (12)$$

E a resistência equivalente concentrada da gaiola (já referida ao estator) pode ser então obtida somando-se as parcelas das barras e dos anéis:

$$R2' = N e e^2 \cdot (2 \cdot Rb_{eq} + 2 \cdot Ra) \quad (13)$$

O valor de  $R2'$  será usado no cálculo de  $R2F = R2'/s$  e no cálculo de  $R2T = R2'/(2-s)$ .

### 3.3. CÁLCULO DAS REATÂNCIAS

O cálculo das reatâncias é com certeza uma das tarefas mais trabalhosas durante o desenvolvimento de uma rotina para o cálculo de motores. O fato de algumas das reatâncias estarem sujeitas a saturação magnética faz com que o valor destas reatâncias seja uma função não somente da frequência de operação, mas também do valor da densidade de fluxo (indução) do caminho magnético dos fluxos de magnetização e dispersão.

Especificamente para o caso que se está analisando (funcionamento assíncrono – partida com capacitor), as correntes de estator e rotor serão relativamente altas, portanto, pode-se considerar que todas as reatâncias saturáveis estarão saturadas durante toda a curva de aceleração. Esta suposição facilitará muito o cálculo do desempenho, já que as reatâncias passam a ser fixas, e não mais uma função das correntes de estator e rotor.

É interessante notar que na literatura os autores têm métodos distintos de classificação das reatâncias de dispersão. Algumas das reatâncias podem ser agrupadas (ou desagrupadas) de acordo com a teoria proposta. Um exemplo é a reatância de ranhura, que em alguns casos pode considerar o pescoço da ranhura como parte integrante, mas que nesse trabalho será calculada separadamente.

Na Tabela 6 são mostradas as reatâncias que serão consideradas para o cálculo do desempenho do motor.

Tabela 6 – Tipos de Reatâncias

Reatância	Variável	Saturável?
Reatância de Magnetização	$X_m$	não
Reatância de Ranhura do Estator (dispersão)	$X_{1r}$	não
Reatância de Pescoço do Estator (dispersão)	$X_{1p}$	não
Reatância de Cabeça de Bobina do Estator (dispersão)	$X_{1c}$	não
Reatância Zig-Zag Estator+Rotor (dispersão)	$X_{zz}$	sim
Reatância de Pescoço do Rotor (dispersão)	$X_{2p}$	sim
Reatância de Ranhura do Rotor (dispersão)	$X_{2r}$	não
Reatância de Cabeça de Bobina do Rotor (dispersão)	$X_{2c}$	não

De modo a ilustrar o efeito da saturação das reatâncias é mostrada na Figura 28 uma ranhura de rotor. Pode-se verificar na figura que, dependendo da magnitude da corrente rotórica, a reatância de ranhura pode ou não estar saturada, e quando ocorre a saturação, o valor da reatância cairá numa razão dependente do caminho magnético periférico.

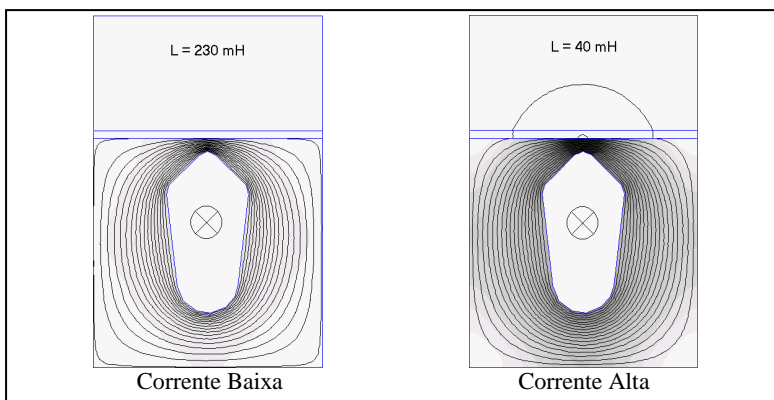


Figura 28 – Saturação das Reatâncias

### 3.3.1. REATÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO

Para o cálculo da reatância de magnetização é necessário calcular o fator de Carter ( $K_c$ ), que é a relação entre o valor geométrico e eficaz do entreferro quando levam-se em conta as aberturas de ranhura. Normalmente, o fator de Carter total é o resultado da multiplicação dos fatores parciais do estator e do rotor ( $K_c = K_{cE} \cdot K_{cR}$ ), mas no caso que será apresentado o rotor possui ranhuras fechadas, portanto,  $K_{cR}=1$ . O fator de Carter resultante é um número maior ou igual a 1, a ser multiplicado pelo valor do entreferro de modo a obter o entreferro efetivo ( $g_e = g \times K_c$ ).

O fator de Carter pode ser calculado, conforme [19] pela equação:

$$K_c = \frac{1}{1 - \frac{bp^2 \cdot N_s}{\pi(5g + bp1) \cdot RIE}} \quad (14)$$

Onde,

$bp1$  = abertura de ranhura do estator;

$N_s$  = número de ranhuras do estator;

$g$  = entreferro geométrico;

$RIE$  = raio interno do estator.

Antes que se possa calcular a reatância de magnetização será também necessário calcular o número de espiras *efetivas* de cada enrolamento, que corresponde à soma do número de espiras de cada escalonado multiplicado pelo seno do ângulo deste escalonado em relação ao eixo do enrolamento. A Figura 29 mostra a disposição de um dos enrolamentos do motor analisado.

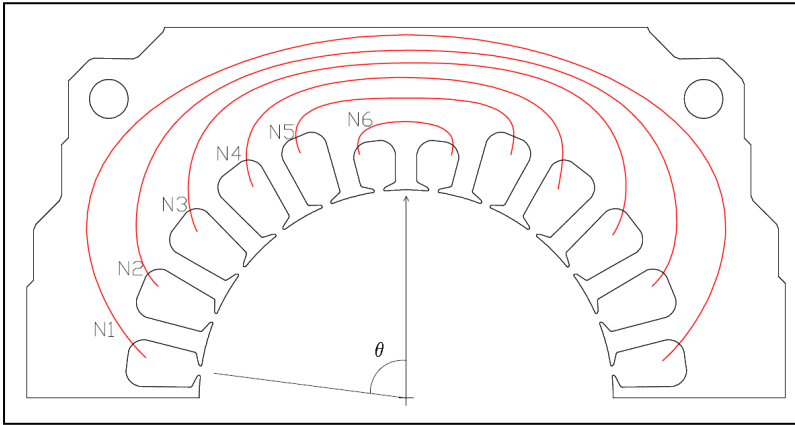


Figura 29 – Distribuição de espiras – Escalonados

O número total de espiras efetivas pode ser calculado por:

$$N_{ee} = \sum_{i=0}^n NE_i \cdot \text{sen}(\theta_i) \quad (15)$$

Pode-se traduzir o número de espiras efetivas como o número total de espiras de um enrolamento equivalente ao original, porém concentrado (como se existisse apenas um escalonado com passo pleno). Este valor será usado com frequência deste ponto em diante, em especial nos casos onde será necessário referenciar as grandezas elétricas do rotor para os enrolamentos principal e auxiliar.



Com o valor do número de espiras efetivas calculado e o novo entreferro ajustado pelo fator de Carter, pode-se finalmente calcular a reatância de magnetização:

$$X_m = 2\pi f \cdot \left[ \frac{Nee^2 \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot RIE \cdot CP}{Kc \cdot 2g} \right] \quad (16)$$

Note, contudo, que a reatância de magnetização terá que ser multiplicada por um fator de correção, relativo ao efeito dos furos para fixação dos ímãs.

### 3.3.2. REATÂNCIA DE DISPERSÃO DE RANHURA DO ESTATOR

As reatâncias de dispersão originam-se do fluxo que não pode ser considerado *útil*, ou, em outras palavras, da parcela do fluxo total que não é concatenado mutuamente pelo estator e pelo rotor. Este fluxo disperso em geral não é desejável, porém, em alguns casos específicos pode ser usado para ajustar o desempenho do motor.

A reatância de ranhura do estator é calculada pela maioria dos autores desde a sua base (junto ao entreferro) até o topo (junto à coroa), porém, é usado um método mais didático para o cálculo da reatância de ranhura, dividindo-a em 2 partes: a reatância causada pelo fluxo disperso do topo da ranhura até o pescoço (a qual é chamada de reatância de pescoço), e a reatância causada pelo fluxo disperso no restante da ranhura.

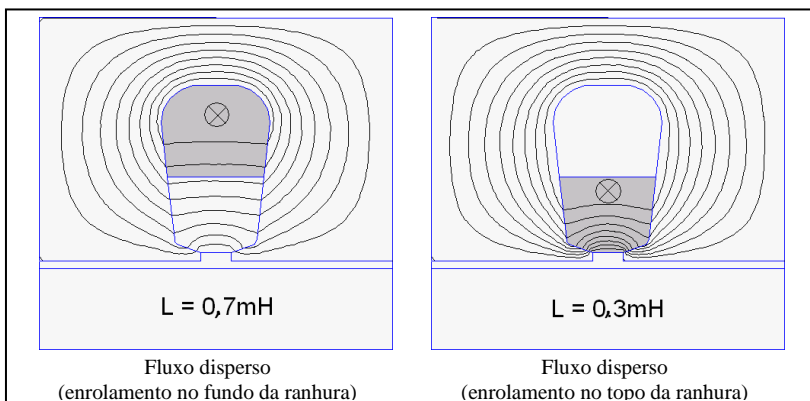


Figura 30 – Fluxo de dispersão de ranhura do estator

É possível notar que, dependendo da localização do enrolamento dentro da ranhura, a reatância pode ter valores diferentes. No exemplo mostrado, a dispersão de fluxo é consideravelmente maior para o enrolamento de fundo em comparação com o de topo, o que pode trazer efeitos indesejáveis, dependendo da magnitude desta reatância de dispersão frente às demais. Esta não é uma reatância saturável e, por isso, não depende do nível de corrente dos enrolamentos. Portanto, pode-se considerar que seu valor é constante durante todo o funcionamento do motor.

O valor da reatância de ranhura (sem considerar o pescoço), pode ser calculada pela seguinte fórmula:

$$X_{rr1} = 2\pi f \cdot \left[ \sum_{i=1}^n \left( \frac{NE_i^2 \cdot \mu_0 \cdot CP \cdot hs1}{2 \cdot bsm} \right) \right] \cdot 4P \quad (17)$$

Sendo que as variáveis  $hs1$  e  $bsm$  são, respectivamente, a altura total da ranhura e a largura média da ranhura, conforme mostrado na Figura 31. A variável  $n$  usada na somatória indica o número de ranhuras por pólo dividido por 2 (Ex.: para um motor monofásico com 24 ranhuras,  $n=6$ ).

É importante notar que o valor da reatância de ranhura calculada por (17) considera a densidade de corrente de cada enrolamento igualmente distribuída na ranhura, o que reduz a precisão do cálculo, mas faz com que o método seja mais abrangente.

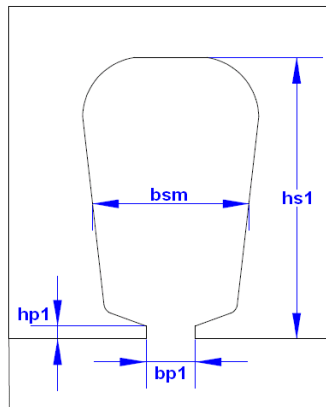


Figura 31 – Variáveis construtivas da ranhura de estator

A reatância de pescoço, cujo fluxo pode ser visto na Figura 32, é calculada com o uso das variáveis  $bp$  e  $hp1$  da Figura 31, pela equação:

$$X_{rp1} = 2\pi f \cdot \left[ \sum_{i=1}^n \left( \frac{NE_i^2 \cdot \mu_0 \cdot CP \cdot hp1}{bp1} \right) \right] \cdot 4P \quad (18)$$

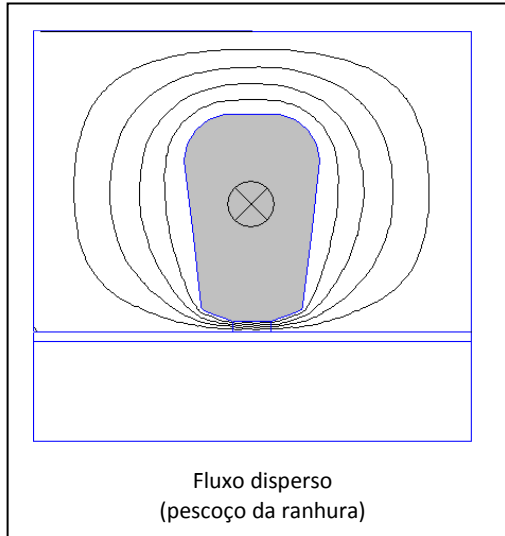


Figura 32 – Fluxo de dispersão de pescoço ranhura

A reatância de ranhura resultante é a somatória das parcelas mostradas em ((17) e ((18):

$$X_{r1} = 2\pi f \cdot \sum_{i=1}^n \left( NE_i^2 \cdot \mu_0 \cdot CP \cdot \left( \frac{hs1}{2 \cdot bsm} + \frac{hp1}{bp1} \right) \right) \cdot 4P \quad (19)$$

### 3.3.3. REATÂNCIA DE CABEÇA DE BOBINA DO ESTATOR

As cabeças de bobina dos motores monofásicos de partida direta (motores de indução ou LSPM) normalmente representam entre 40% e 60% de todo o cobre usado e, além de não ter função útil, a cabeça de

bobina gera perdas por efeito Joule. Seu fluxo disperso é consideravelmente grande, podendo ser responsável por até metade de todo o fluxo de dispersão do motor.

Para o cálculo da reatância de cabeça de bobina, devem ser conhecidas as seguintes variáveis:

- a)  $N_{ee}$  : Número de espiras efetivas do enrolamento;
- b) RCM : Raio médio da cabeça de bobina. Representa a distância do centro do motor até um ponto médio na cabeça de bobina.

A variável RCM deve ser calculada com base nas características construtivas do motor, conforme pode ser visto na Figura 33.

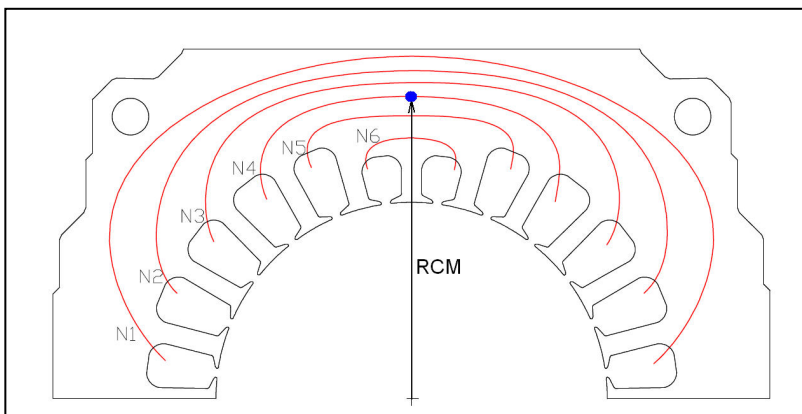


Figura 33 – Raio médio da cabeça de bobina

Outra variável importante para a obtenção desta reatância é o raio da área transversal da cabeça de bobina no centro do pólo (RTC), conforme mostrado pela Figura 34. Normalmente esta área não tem um formato exatamente regular, mas de qualquer maneira pode-se usar um raio médio que gere uma área equivalente à área real.

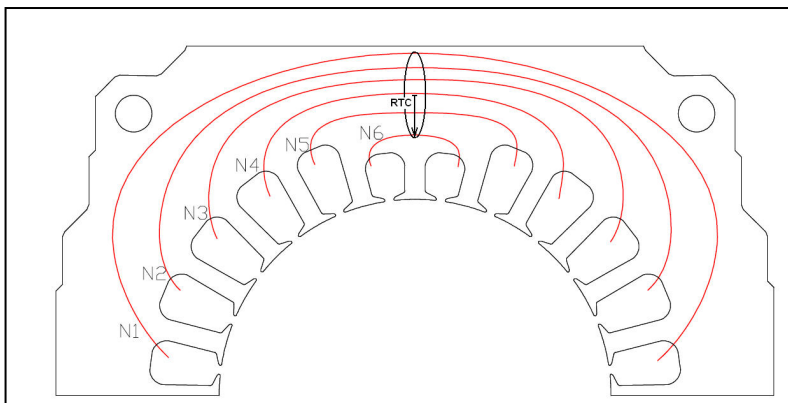


Figura 34 – Raio da área transversal da cabeça de bobina

Usando as variáveis construtivas acima, a reatância de cabeça de bobina pode ser calculada por meio da equação ((20).

$$X_{cab1} = 2\pi f \cdot \frac{N_{ee}^2 \cdot \mu_0 \cdot RCM^2}{2 \cdot RTC} \quad (20)$$

### 3.3.4. REATÂNCIA ZIG-ZAG (ROTOR+ESTATOR)

A reatância zig-zag não pode ser atribuída somente ao estator ou somente ao rotor, pois é originada por um fluxo de dispersão que caminha ao longo do entreferro. A Figura 35 ilustra o caminho deste fluxo disperso (parcela do estator) para um motor com 2 pólos e 24 ranhuras no estator.

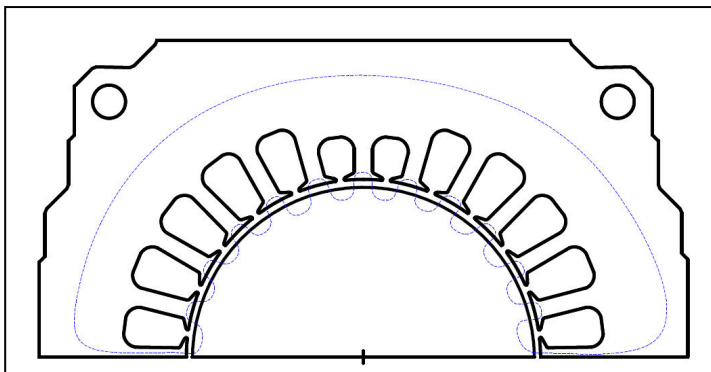


Figura 35 – Fluxo de dispersão zig-zag

Na figura 35, as ranhuras do rotor não foram mostradas, já que normalmente os números de ranhuras do estator e do rotor são diferentes, o que distorce o formato do fluxo e dificulta o entendimento.

Para o cálculo desta reatância é necessário usar as seguintes variáveis (além das previamente utilizadas):

- a)  $b_{tE}$  : largura da sapata do dente do estator;
- b)  $b_{tR}$  : largura da sapata do dente do rotor.

As duas variáveis acima podem ser compreendidas com maior clareza por meio da Figura 36.

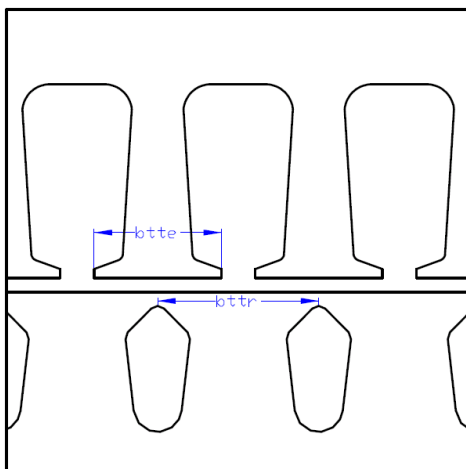


Figura 36 – Variáveis – Cálculo da Reatância Zig-Zag

Como pode ser visto na Figura 36, o valor de  $b_{tR}$  para ranhuras fechadas é o próprio valor do passo de ranhura de rotor no entreferro. Isso está correto se não for considerada a saturação da ponte da ranhura (região entre o bico da ranhura do rotor e a superfície do rotor junto ao entreferro). Porém, normalmente, considera-se um fator de redução de  $b_{tR}$  com base no nível de saturação da ponte. Este valor pode variar bastante devido às características geométricas da ranhura e existem na literatura alguns métodos para o cálculo da abertura *efetiva* da ranhura do rotor.

Com os valores de  $btt_E$  e  $btt_R$ , pode-se calcular o valor das parcelas estator/rotor da reatância zig-zag usando as seguintes equações:

Parcela do *Estator*:

$$X_{zz1} = 2\pi f \cdot \frac{NTE^2 \cdot \mu_0 \cdot btte \cdot CP}{2 \cdot g \cdot Ns} \quad (21)$$

Onde  $NTE$  é o número total de espiras ( $NTE = \sum NE_i$ ).

Para o cálculo da parcela da reatância zig-zag relativa ao rotor, é necessário definir o número de espiras do enrolamento rotórico, que neste caso é 1. Após o cálculo da reatância, pode-se referi-la ao estator apenas multiplicando seu valor pelo quadrado do número de espiras efetivas deste enrolamento (na verdade, esta é a própria relação de transformação  $a = Ns^2/Nr^2$ ).

Como algumas das reatâncias são encontradas tanto no estator como no rotor, estas poderão ser diferenciadas nas equações seguintes pelo índice 1 (estator) ou 2 (rotor). O valor da reatância referida ao enrolamento principal será identificado pelo apóstrofo (').

Parcela do *Rotor*:

$$X_{zz2} = 2\pi f \cdot \frac{\mu_0 \cdot bttr \cdot CP}{2 \cdot g \cdot Nr} \quad (22)$$

Parcela do rotor *referida ao estator* (principal):

$$X_{zz2'} = 2\pi f \cdot \frac{\mu_0 \cdot bttr \cdot CP}{2 \cdot g \cdot Nr} \cdot Nee^2 \quad (23)$$

### 3.3.5. REATÂNCIA DE PESCOÇO DO ROTOR

O cálculo da reatância de pescoço do rotor seria simples se não fosse necessário considerar o efeito da saturação, que acontece principalmente durante o processo de partida do motor, devido ao nível das correntes nas barras. Este fator complicador normalmente é simplificado por algumas hipóteses que permitem o cálculo da

permeabilidade do aço na região do pescoço sem que seja necessário o uso de métodos numéricos ou iterativos, conforme descrito abaixo:

- a) Simplificação 1: A ponte de ferro adjacente ao bico da ranhura do rotor pode ser alterada de forma a facilitar o cálculo do nível de indução e, conseqüentemente, o cálculo da reatância. A alteração consiste em substituir a ponte original por uma equivalente de área regular, conforme pode ser visto na Figura 37. A ponte equivalente deve ter a largura total do corpo da ranhura e uma espessura 30% maior do que a ponte original (valor empírico). Isto garantirá que a reatância calculada seja muito próxima a real.

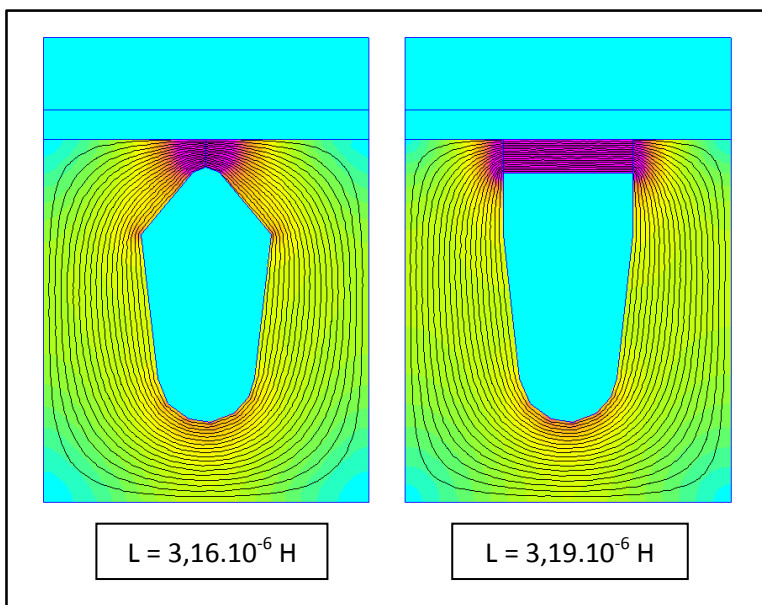


Figura 37 – Ranhura de Rotor Equivalente

- b) Simplificação 2: Conforme proposto por Pacheco [11], a curva  $B \times H$  do material pode ser substituída por um valor fixo de indução ( $B_s$ ) para qualquer valor de campo, como é mostrado na Figura 38. Esta simplificação pode ser usada somente no cálculo da curva de torque de aceleração, situação na qual a ponte estará totalmente saturada.



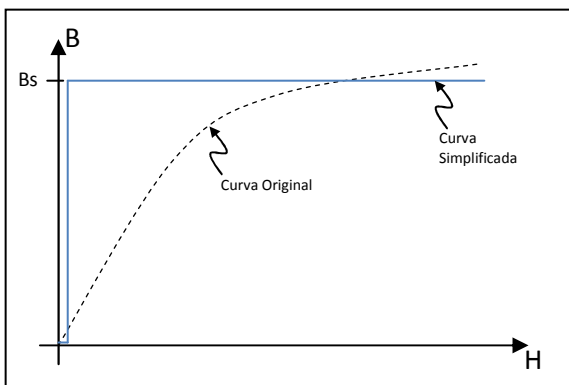


Figura 38 – Curva BxH Simplificada

Sendo  $hp2$  a espessura (altura) da ponte equivalente, pode-se calcular o fluxo total por meio da equação:

$$\Phi_{p2} = B_s \cdot hp2 \cdot CP \quad (24)$$

Dividindo-se o fluxo pela corrente média nas barras, pode-se calcular a reatância. Note que, como as barras estão em paralelo, deve-se dividir o valor encontrado pelo número de ranhuras do rotor por pólo. O resultado deve ser, então, multiplicado pelo quadrado do número de espiras do estator, para que seja referenciado a este.

$$X_{p2}' = 2\pi f \cdot \frac{\Phi_{p2}}{IMB} \cdot \frac{2P}{Nr} \cdot N_{ee}^2 \quad (25)$$

Porém, para este cálculo, é necessário o valor da corrente média na barras. Mas como obter o valor de corrente se ainda se está montando o circuito equivalente e não se tem todas as variáveis para o cálculo preciso do desempenho? Uma das maneiras é utilizar parte do circuito equivalente, de forma a obter um valor aproximado. Este valor, apesar de não ser preciso, é mais do que suficiente para gerar um valor de reatância muito aproximado do real.

Como as reatâncias de estator e as resistências de estator/rotor podem ser calculadas por meio de métodos diretos, pode-se usar a equação (26) para a obtenção da corrente:

$$I_2 = \left( \frac{V_L}{R_1 + X_1 + R_2'} \right) \cdot N_{ee} \quad (26)$$

Onde  $V_L$  é o valor eficaz da tensão,  $R_1$  é a resistência do estator,  $X_1$  é a soma das reatâncias calculadas para o estator e  $R_2'$  a resistência do rotor, calculada usando o método descrito em [3.2].

Com o valor da corrente total, pode-se calcular a corrente média em cada ranhura, apenas dividindo o valor encontrado pela metade do número de ranhuras do rotor.

$$I_{MB} = \frac{I_2}{0,5 \cdot N_r} \quad (27)$$

Pode-se, inclusive, usar um método iterativo para aumentar a precisão do cálculo da reatância de pescoço do rotor, já que o valor desta reatância pode realimentar o cálculo da corrente média nas barras. Porém, na maioria das vezes o cálculo direto já é suficientemente preciso.

### 3.3.6. REATÂNCIA DE RANHURA DO ROTOR

Tal como calculado para o estator, pode-se calcular a reatância de ranhura do rotor por meio da equação:

$$X_{rr2} = 2\pi f \cdot \frac{\mu_0 \cdot h_{s2} \cdot CP}{b_{s2}} \cdot \frac{2P}{N_r} \quad (28)$$

Onde,

$h_{s2}$  é a altura da ranhura (Figura 39);

$b_{s2}$  é a largura no topo da ranhura (Figura 39).

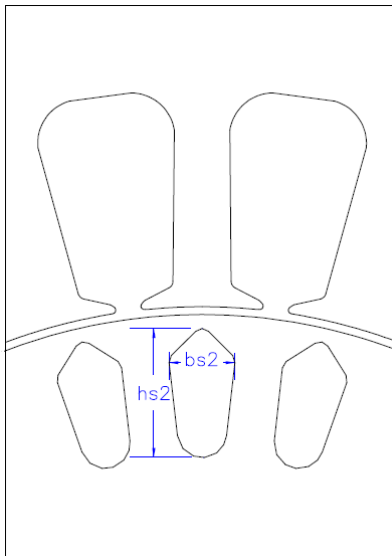


Figura 39 – Cotas – Ranhura do Rotor

Note que a equação (28) é similar à do estator, exceto pelo fato de que no caso do estator as reatâncias de cada ranhura são somadas, já que os condutores estão em série, e no caso do rotor as reatâncias são divididas pelo número de ranhuras por par de pólos.

Finalmente, a reatância referida ao estator é expressa por:

$$X_{rr2'} = 2\pi f \cdot \frac{\mu_0 \cdot h_{s2} \cdot CP}{b_{s2}} \cdot \frac{2P}{N_r} \cdot N_{ee}^2 \quad (29)$$

#### 4. CÁLCULO DA POTÊNCIA E DO TORQUE

Os capítulos anteriores procuraram mostrar como as variáveis construtivas do motor podem ser usadas para a montagem do circuito equivalente. O objetivo final da montagem e resolução deste circuito é o cálculo da potência útil (também chamada de potência mecânica ou potência de eixo). A potência mecânica permite que sejam calculados os torques, eficiência e fator de potência do motor.

Usando as correntes rotóricas calculadas por meio da resolução do circuito, pode-se calcular a potência mecânica total, lembrando que o modelo usado prevê que o torque resultante é formado por 2 componentes: torque para frente e torque para trás, que são calculadas por meio das quatro componentes de resistência do rotor do circuito equivalente, mostradas isoladamente na Figura 40.

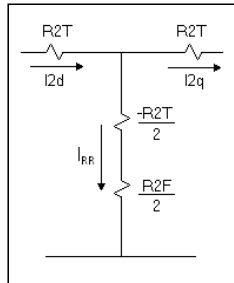


Figura 40 – Resistências do Rotor

Calculando inicialmente a potência útil do campo direto:

$$Pmec_f = (I_{RR})^2 \cdot \frac{R2F}{2} \quad (30)$$

Para o campo reverso, tem-se:

$$Pmec_t = (I_{RR})^2 \cdot \frac{-R2T}{2} + (I2d)^2 \cdot R2T + (I2q)^2 \cdot R2T \quad (31)$$

Desta forma, pode-se finalmente calcular os torques gerados para cada componente.

$$T_f = \frac{Pmec_f}{\omega_s} = \frac{Pmec_f}{2\pi f_s} \quad (32)$$

$$T_t = \frac{Pmec_t}{\omega_s} = \frac{Pmec_t}{2\pi f_s} \quad (33)$$

É importante lembrar que até aqui, os procedimentos para o cálculo do torque são exatamente iguais para o motor de indução e para o motor LSPM. Isso só é válido porque o efeito da diferença de relutância entre o eixo direto e quadratura do rotor é desprezado. Como o objetivo é analisar o funcionamento assíncrono, quando o capacitor de partida ainda está no circuito, as correntes nas barras são grandes o suficiente para causar uma barreira de fluxo que minimiza o efeito da diferença de relutâncias. Somente na região próxima à velocidade síncrona, como as correntes nas barras diminuem, o efeito da diferença de relutâncias pode ser sentido, porém, como nesta região o motor já está tentando entrar em sincronismo e a oscilação de torque é muito grande, não existe sentido em usar um modelo específico para este caso.

## 5. ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DO ÍMÃ NO TORQUE ASSÍNCRONO

Como já foi previamente descrito no item 2.3.1, os ímãs têm efeito negativo na partida do motor LSPM, sendo que a magnitude do torque de frenagem gerado depende de algumas variáveis construtivas específicas. Nem todas as variáveis importantes para o cálculo do torque do motor de indução são necessárias para o modelagem do efeito freio.

Na verdade, o efeito do fluxo gerado pelos ímãs do rotor sobre o estator tem o mesmo princípio da geração de torque do motor de indução, como pode ser visto na Figura 41.

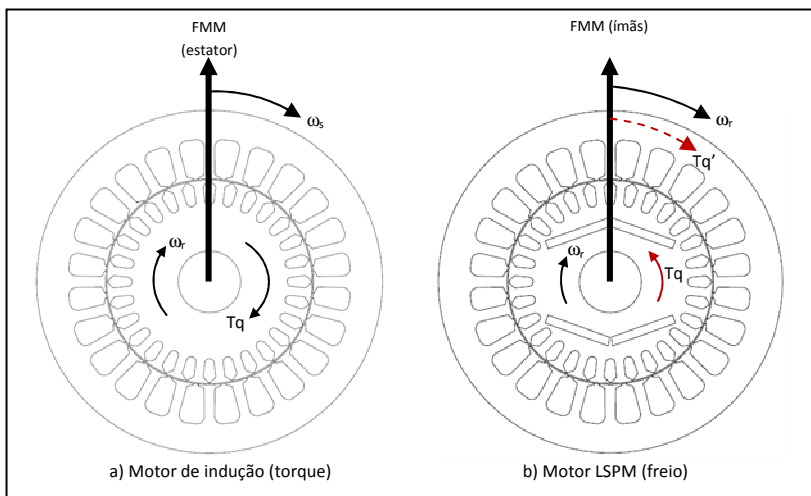


Figura 41 – Geração de torques (torque positivo e torque de freio)

No motor de indução, o torque é gerado pela variação de fluxo de estator vista pelos barramentos do rotor (Figura 41a) e o torque é sentido no rotor. No motor LSPM (Figura 41b), a variação do fluxo gerado pelos ímãs é sentida pelos enrolamentos do estator, e o torque ( $T_q'$ ) gerado tem efeito também no estator, porém, como este é estático, é gerado um torque negativo ( $T_q$ ) de reação no rotor.

A tensão gerada em cada enrolamento é função de suas características construtivas, porém, sempre haverá um desequilíbrio entre as duas fases em relação à reatância vista pelo fluxo gerado pelos ímãs do rotor, principalmente em função do uso do capacitor de partida. Este desequilíbrio gera correntes na gaiola, que acabam gerando um

torque negativo adicional no rotor. Desta maneira, o torque negativo total é a soma de 4 componentes distintas:

- Torque negativo de reação do enrolamento direto;
- Torque negativo de reação do enrolamento quadratura;
- Torque negativo gerado pela gaiola;
- Torque negativo gerado pelas correntes parasitas.

Estes torques de reação podem ser calculados usando um circuito equivalente similar ao do motor de indução, como é mostrado na Figura 42.

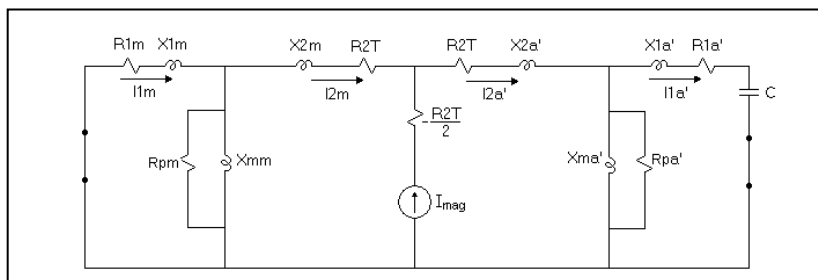


Figura 42 – Circuito Equivalente - Ímãs

Como pode ser observado, o circuito da Figura 42 possui algumas diferenças em relação àquele usado para o motor de indução, conforme abaixo:

- As fontes de tensão originais foram substituídas por curtos-circuitos, de acordo com o princípio da superposição;
- A resistência do rotor para frente ( $R2F$ ) foi desprezada, pois não há escorregamento;
- O ímã é representado por uma fonte de corrente no ramo central, com frequência proporcional à rotação. Sua magnitude deve ser previamente calculada com base na tensão induzida nas reatâncias de magnetização quando em circuito aberto;
- As reatâncias de dispersão devem ser recalculadas, sendo agora proporcionais à frequência de rotação do rotor;
- As reatâncias de magnetização devem ser recalculadas, a fim de considerar o efeito do ímã. Este cálculo pode ser realizado com o auxílio de programas de simulação numérica.

Os circuitos direto e quadratura são acoplados pelo rotor, conforme mostrado na Figura 42, e o torque de reação dos enrolamentos, desta forma, pode ser calculado diretamente pela potência dissipada nas resistências do estator ( $R1d$  e  $R1q$ ).

Note que não há componente reverso para o torque, já que o fluxo gerado pelos ímãs não é elíptico como na maioria dos motores monofásicos.

O torque resistivo gerado pelos ímãs devido aos enrolamentos pode ser calculado, portanto, como a soma das componentes de torque do eixo direto e quadratura:

$$T_{mag} = T_{mag(d)} + T_{mag(q)} = \frac{(I1d)^2 \cdot R1d}{2\pi \cdot f_r} + \frac{(I1q)^2 \cdot R1q}{2\pi \cdot f_r} \quad (34)$$

Note que  $f_r$  (frequência de rotação do rotor) é idêntica à  $f_s$  (frequência das correntes de estator), pois neste caso, como explicado anteriormente, não há escorregamento. Como esta frequência vai de zero (na partida) até a frequência nominal (sincronismo) o capacitor de partida em série com o enrolamento de quadratura apresenta grande resistência à passagem de corrente durante o período em que o motor estiver em baixa rotação. Por isso, a influência do enrolamento em quadratura é desprezível nesta região, e passa a ser considerável apenas para os valores de rotação maiores do que metade da rotação síncrona.

Para ilustrar esta diferença, na Figura 43 são mostrados exemplos de gráficos de torque resistivo para os dois enrolamentos.

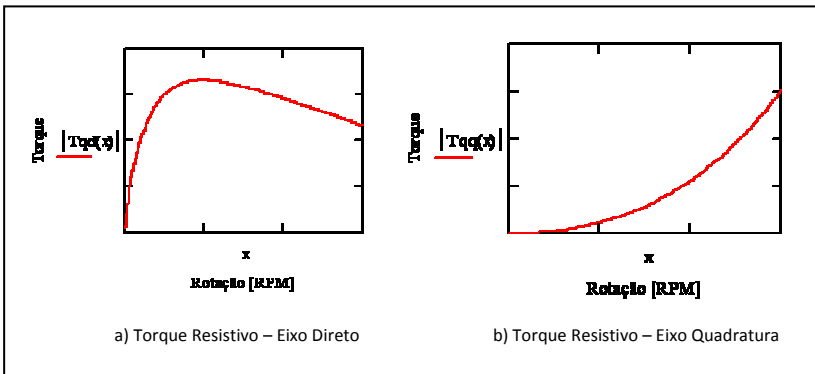


Figura 43 – Exemplos – Torque Resistivo



De maneira similar, para o cálculo do torque negativo gerado pela gaiola, podem-se usar as correntes  $I_{2d}$ ,  $I_{2q}$  e  $I_{mag}$  e as respectivas resistências  $R_{2T}$ , conforme mostrado na equação (35):

$$T_{gaiola} = \frac{(I_{2d})^2 \cdot R_{2T}}{2\pi \cdot f_r} - \frac{(I_{mag})^2 \cdot \frac{R_{2T}}{2}}{2\pi \cdot f_r} + \frac{(I_{2q})^2 \cdot R_{2T}}{2\pi \cdot f_r} \quad (35)$$

Note que o segundo termo se refere ao ramo central do circuito, e tem sinal negativo conforme proposto pelo modelo.

Para o torque de frenagem devido às correntes de Foucault (correntes parasitas), usa-se:

$$T_{Foucault} = \frac{(I_{pd})^2 \cdot r_{pd}}{2\pi \cdot f_r} + \frac{(I_{pq})^2 \cdot r_{pq}}{2\pi \cdot f_r} \quad (36)$$

O torque de freio total, portanto, é a soma das parcelas de torque dos enrolamentos, da gaiola e das correntes parasitas:

$$T_{freio} = T_{mag(d)} + T_{mag(q)} + T_{gaiola} + T_{Foucault} \quad (37)$$

## 6. VALIDAÇÃO DO MODELO

Para validar o circuito equivalente proposto neste trabalho, os resultados das simulações foram comparados com os valores de torque medidos com dinamômetro (fotos no Anexo 1). Essas comparações foram realizadas em partes, para que ficasse mais clara a contribuição de cada parcela no torque resultante do motor LSPM.

Desta forma, a comparação será subdividida em:

- a) Torque do motor de indução:
  - Torque devido ao campo direto ( $T_f$ );
  - Torque devido ao campo reverso ( $T_r$ );
  - Torque total gerado pelo motor de indução ( $T_{ind}$ ).
- b) Torque resistivo devido ao ímã:
  - Torque resistivo devido à reação do enrolamento do eixo direto ( $T_{md}$ );
  - Torque resistivo devido à reação do enrolamento do eixo quadratura ( $T_{mq}$ );
  - Torque resistivo devido às correntes no rotor;
  - Torque resistivo devido às correntes parasitas;
  - Torque resistivo total ( $T_{mag}$ ).
- c) Torque resultante ( $T_{ind} - T_{mag}$ ).

### 6.1. TORQUE DO MOTOR DE INDUÇÃO

Como já foi mencionado anteriormente, o campo magnético girante gerado pelos enrolamentos do motor de indução monofásico não tem magnitude constante, como no motor trifásico. Na verdade, o motor de indução monofásico, mesmo com o uso de um capacitor, não pode ser considerado um motor bifásico equilibrado e, por isso, gera um campo girante elíptico que normalmente é representado por duas componentes independentes: componente de campo direto e componente de campo reverso (ou “*para frente*” e “*para trás*”), que geram, respectivamente, torque positivo e negativo.

No dinamômetro não é possível medir com facilidade as duas componentes independentemente, por isso, somente o torque resultante foi medido. Já a simulação permite que as componentes de torque sejam separadas, como mostra o gráfico da Figura 43. No gráfico, é possível visualizar o torque positivo (para frente) e negativo (para trás), assim como o torque resultante, que é a diferença entre eles ( $T_{ind} = T_f - T_r$ ).

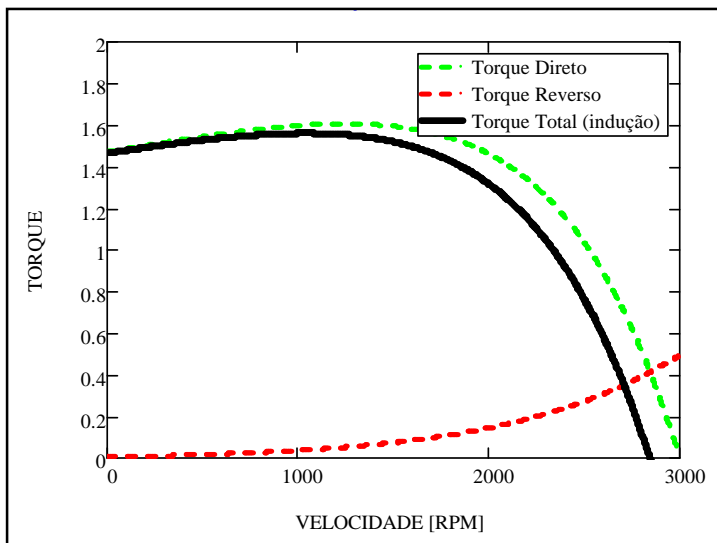


Figura 43 – Curva de Torque – Motor de Indução

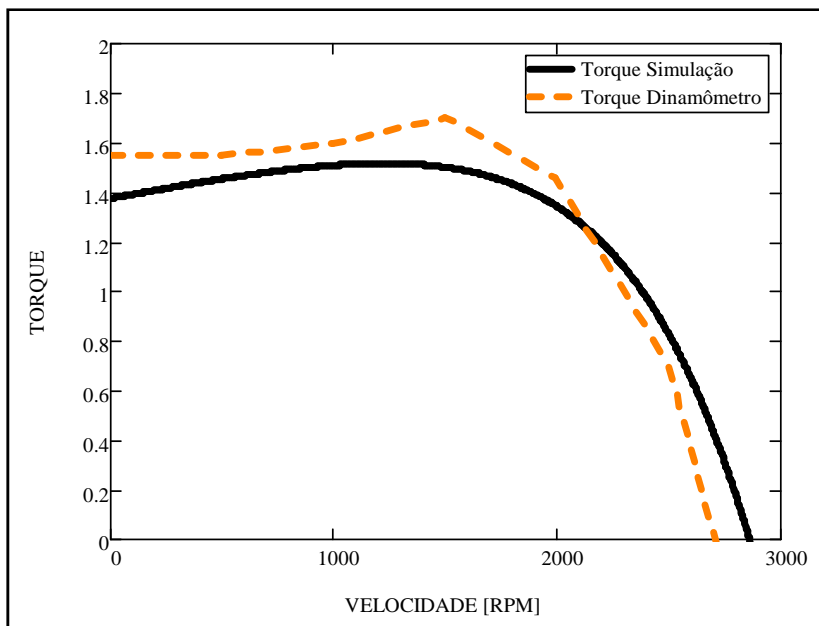


Figura 44 – Motor de Indução – Comparação de Torques

Após o cálculo teórico da curva de torque, os resultados podem ser comparados com a medição realizada com dinamômetro. A Figura 44 mostra as duas curvas onde é possível notar uma precisão muito boa dos resultados teóricos frente aos experimentos.

Note que o torque calculado não contempla os torques harmônicos. Mesmo assim, para o motor analisado, os resultados foram bem próximos aos medidos. Isto ocorreu provavelmente devido ao baixo conteúdo harmônico da bobinagem utilizada, o que pode não ocorrer para alguns casos específicos. Para estes casos especiais, deve ser utilizado um modelo mais completo, que leve em consideração os torques harmônicos.

## **6.2. TORQUE RESISTIVO DO ÍMÃ**

A medição do torque resistivo causado pelos ímãs durante a curva de partida do motor LSPM foi realizada com o uso de um dinamômetro, porém, sem a utilização da fonte de alimentação. Tanto nos experimentos quanto na simulação foi utilizado o princípio da superposição, ou seja, supõe-se que os efeitos do fluxo gerado pelos ímãs são independentes daqueles gerados pela fonte de alimentação. Sabe-se que em alguns casos isso pode não ser verdade, portanto, é necessária alguma prudência durante a aplicação deste modelo, especialmente nos casos de motores com alta densidade de fluxo.

Para a medição do torque, o motor foi montado em dinamômetro sem alimentação, sendo que a velocidade e temperatura do estator podiam ser controladas e monitoradas. As fontes de alimentação originais foram substituídas por curtos-circuitos (princípio da superposição) e desta forma foi possível monitorar a velocidade de rotação, o torque resistivo, a corrente nos enrolamentos e a tensão gerada nos terminais.

Com base nas equações (34) e (35), a resolução do circuito gerou 4 curvas distintas: curva de torque resistivo gerado pelo enrolamento do eixo direto; curva de torque resistivo do eixo quadratura; curva de torque de arraste devido às correntes parasitas no aço; e curva de torque resistivo causado pelas correntes no rotor, este último gerado em função do desequilíbrio de impedâncias entre as duas fases do motor.

A Figura 47 mostra as 4 curvas obtidas por meio da resolução do circuito proposto, bem como o torque negativo resultante da soma das parcelas.

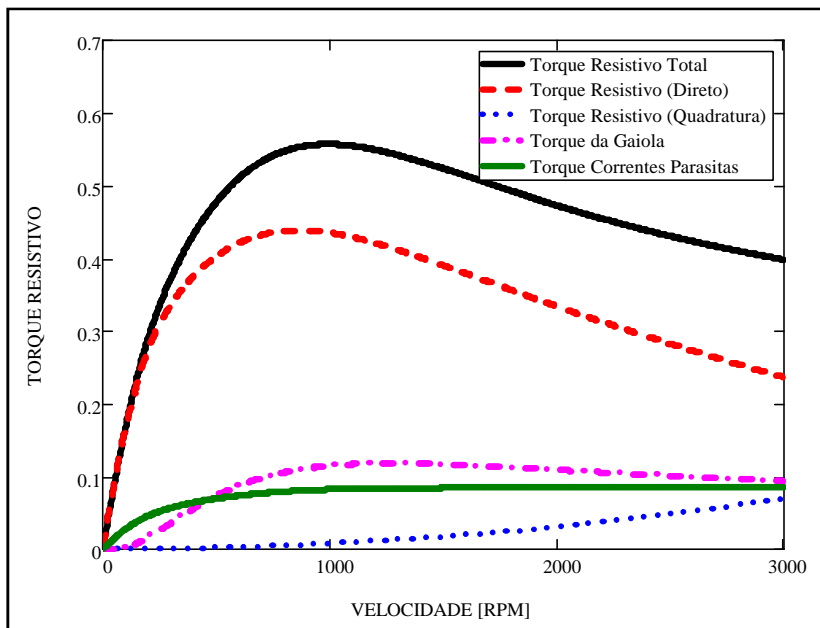


Figura 45 – Torques Resistivos (Simulação)

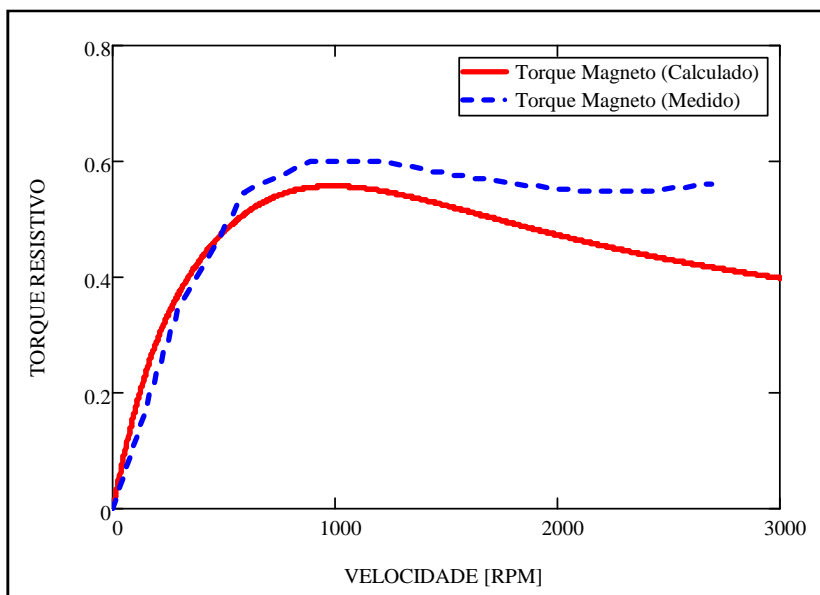


Figura 46 – Torque Resistivo - Comparação com Medições

A Figura 46 mostra uma comparação entre os resultados obtidos via simulação e os resultados dos testes de dinamômetro. Nota-se boa precisão do modelo proposto, principalmente em baixa rotação. Em rotações mais altas, principalmente acima de  $2/3$  da rotação síncrona, é possível notar que o modelo diverge dos resultados experimentais. Como em altas rotações o motor entra em processo de sincronização, apresentando grande pulsação de torque, não há necessidade de grande precisão, até porque a própria medição é imprecisa nesta faixa de velocidade.

### 6.3. TORQUE TOTAL RESULTANTE

Com o torque do motor de indução e o torque resistivo gerado pelos ímãs já calculados, como visto nas equações (33) e (37), pode-se somá-los para obter o torque total do motor. A Figura 47 mostra o torque total resultante calculado e medido.

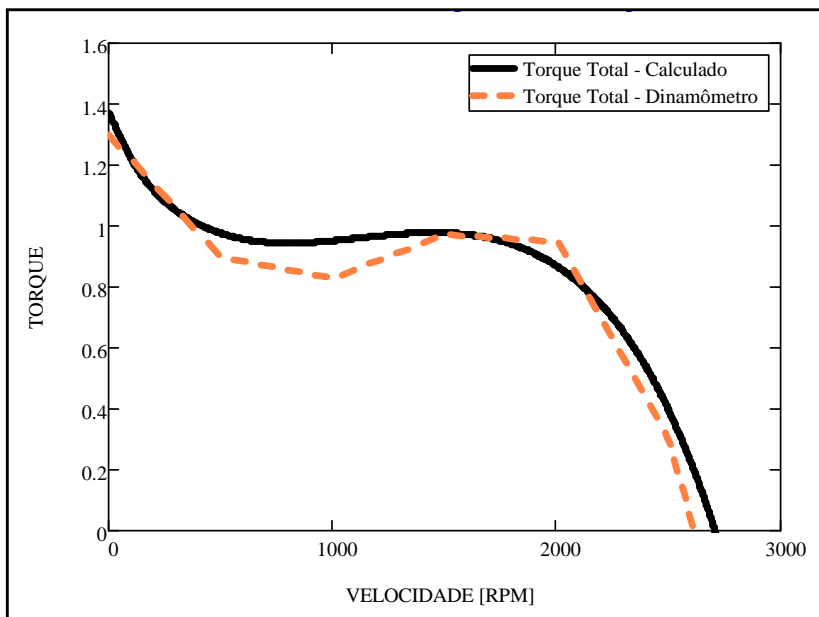


Figura 47 – Torque Resultante - Comparação com Medições

Pode-se notar que novamente o modelo tem boa precisão, com exceção de uma pequena faixa de velocidade perto de  $1/3$  da velocidade síncrona, provavelmente causado pelos torques harmônicos que não foram considerados neste modelo.

Como pode ser notado pelos resultados apresentados, a medição separada de cada parcela dos torques resistivos não foi realizada, e apenas o torque resistivo total foi usado para comparação com a simulação. Na verdade, talvez o uso de alguns artifícios possa tornar a separação de cada parcela possível de ser realizada com experimentos. Para isso, uma das idéias seria testar rotores especiais (sem anéis ou sem barras de alumínio) para que seja possível separar os efeitos das correntes parasitas, da reação da gaiola e do curto-circuito entre o aço elétrico e as barras do rotor.

## **7. CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES GERAIS**

### **7.1. CONCLUSÕES**

De acordo com os resultados de simulação e experimentos apresentados neste trabalho, é possível concluir que:

- Para o motor analisado, que possui baixo nível de torques harmônicos, o modelo proposto do motor de indução apresentou resultados bastante próximos aos obtidos com os experimentos;

- Provavelmente, em motores com enrolamento de alto conteúdo harmônico, será necessário alterar o modelo de forma a considerar o efeito da distorção do fluxo causada pelo enrolamento não-senoidal;

- A reatância de magnetização é drasticamente afetada pelos furos de fixação dos ímãs. A redução da reatância vem não só do aumento da relutância do caminho magnético visto pelo fluxo do estator, mas também do aumento do conteúdo harmônico deste fluxo em comparação com aquele gerado no motor de indução convencional;

- Esta redução da reatância de magnetização deve ser considerada tanto para os cálculos do motor de indução quanto para os cálculos dos torques resistivos gerados pelo ímã. Sem esta consideração, os torques de indução serão calculados erroneamente mais altos do que a realidade, e os torques resistivos serão calculados erroneamente mais baixos;

- O efeito da saturação magnética, que neste caso foi desprezado, pode ser bastante considerável caso o motor simulado apresente pontos com alta densidade de fluxo. Neste caso, as reatâncias devem ser obtidas por intermédio de um programa de simulação numérica e depois corrigidas diretamente no cálculo;

- Em relação aos torques resistivos gerados pelo ímã, existe boa precisão do cálculo em relação aos experimentos. Nota-se que nenhuma das parcelas do torque resistivo é desprezível. Portanto, sem precisão no cálculo das reatâncias, seria impossível chegar a resultados satisfatórios;

- Algumas das variáveis usadas no modelo realmente não puderam ser obtidas usando a simulação analítica, devido à complexidade do cálculo. A corrente equivalente do ímã, por exemplo,



foi calculada com base na tensão induzida em vazio. Esta tensão induzida, por sua vez, pode ser tanto medida quanto calculada via programas de simulação numérica. A reatância do rotor com os furos foi também calculada via simulação numérica. Note, porém, que para qualquer outra configuração de motor que utilize a mesma geometria de lâmina, podem-se usar os valores do motor base como referência, apenas alterando proporcionalmente cada variável, e desta forma, o motor pode ser simulado integralmente via cálculo analítico.

## **7.2. CONSIDERAÇÕES GERAIS**

Como mostrado pelos resultados das simulações comparados com os experimentos, existe boa precisão no modelo usado. Na verdade, grande parte do modelo utilizado para o motor de indução já vinha sendo utilizada em empresas fabricantes de motores elétricos. Porém, a adição do ímã exige que todo o modelo seja reformulado, de forma a considerar as tensões induzidas nos enrolamentos e as correntes parasitas geradas no estator pelo fluxo dos ímãs. Este fator exigiu alguns meses de pesquisa, discussões com colegas, professores e consultores, de forma a conseguir incluir no modelo todos os fatores que influenciam o torque resistivo.

Praticamente não foram usadas variáveis de ajuste, que poderiam mascarar a validade da modelagem. Além disso, o formato e a tendência das curvas geradas pelos cálculos mostraram-se bastante semelhantes às dos resultados dos experimentos, o que pode ser considerado mais importante até do que os resultados absolutos.

Sabe-se que a comparação de resultados de simulações analíticas de motores elétricos com resultados experimentais é a única forma de validação do modelo matemático. Pode-se dizer que a maioria dos trabalhos acadêmicos não dispõe de tempo e/ou recursos para este tipo de validação. Portanto, a oportunidade que surgiu com este trabalho foi extremamente proveitosa, e tentou-se usá-la de maneira a gerar conhecimento de uma forma didática. Como objetivo final, deseja-se que este trabalho possa ser usado por alunos ou profissionais da área de forma a facilitar o projeto de motores elétricos com ímãs permanentes de partida direta.

## 8. SUGESTÕES PARA PRÓXIMOS TRABALHOS

Tanto o modelo do motor de indução como o modelo dos torques resistivos produzidos pelo ímã podem ser estudados mais a fundo, de modo a produzir resultados mais precisos. Dentre os possíveis estudos de melhorias podem-se citar:

- **Inclusão dos torques harmônicos para o cálculo da curva de torque de aceleração do motor.** Nota-se que na curva calculada para o motor de indução há regiões onde o erro é considerável, o que provavelmente está relacionado com as harmônicas de enrolamento (especialmente a 3<sup>a</sup> harmônica, no caso do motor analisado);

- **Consideração das perdas no capacitor de partida para o cálculo do torque resistivo.** Provavelmente, as perdas no capacitor não podem ser desprezadas em rotações mais altas, já que a corrente no ramo em quadratura é consideravelmente alta nesta região. Deve-se usar o modelo completo do capacitor para a obtenção da potência ativa dissipada neste componente;

- **Consideração da magnetização e das perdas no aço.** O modelo apresentado desprezou a queda de FMM no aço, pois como o estudo realizado contemplou apenas o processo de partida, entende-se que sua influência é pequena. Seria interessante estudar mais a fundo o seu efeito, de modo a verificar esta teoria;

- **Estudo da influência da alta frequência gerada pelo movimento relativo das ranhuras de estator e rotor.** Já existe um modelo proposto em [11] para o cálculo das perdas em alta frequência. Como estas perdas ocorrem também no modelo de torques resistivos, seria interessante estudá-lo.

- **Comparação dos torques resistivos independentemente.** No estudo realizado, a comparação com resultados experimentais é feita apenas com o torque resistivo total. Um estudo do comportamento real de cada parcela poderia aumentar a precisão do modelo e validar as equações desenvolvidas.

## ANEXO 1 – Fotos da Bancada de Testes

A Figura 1A mostra o estator do motor LSPM usado nas simulações e testes de dinamômetro relatados no texto.



Figura 1A – Estator

A Figura 1B mostra o rotor usado para a obtenção da curva de torque completa ( $T_{ind}+T_{mag}$ ).



Figura 1B - Rotor (com anéis e ímãs)

A Figura 1C mostra o rotor usado para a verificação do torque negativo gerado pelas correntes parasitas.



Figura 1C - Rotor (sem anéis, com ímãs)

A Figura 1D mostra o rotor usado para a obtenção da curva de torque de indução ( $T_{ind}$ )



Figura 1D - Rotor (com anéis, sem ímãs)

A Figura 1E mostra a bancada de testes (dinamômetro) com o motor a ser testado.

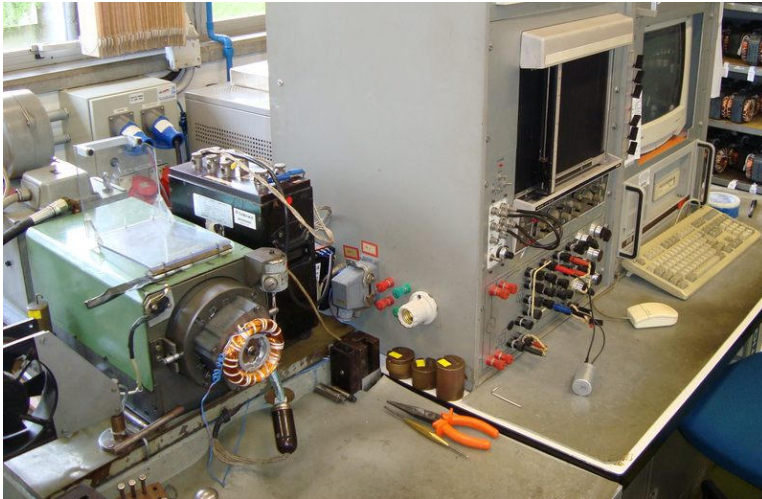


Figura 1E - Bancada de testes

A Figura 1F mostra um detalhe da bancada de testes (dinamômetro) com o motor a ser testado.

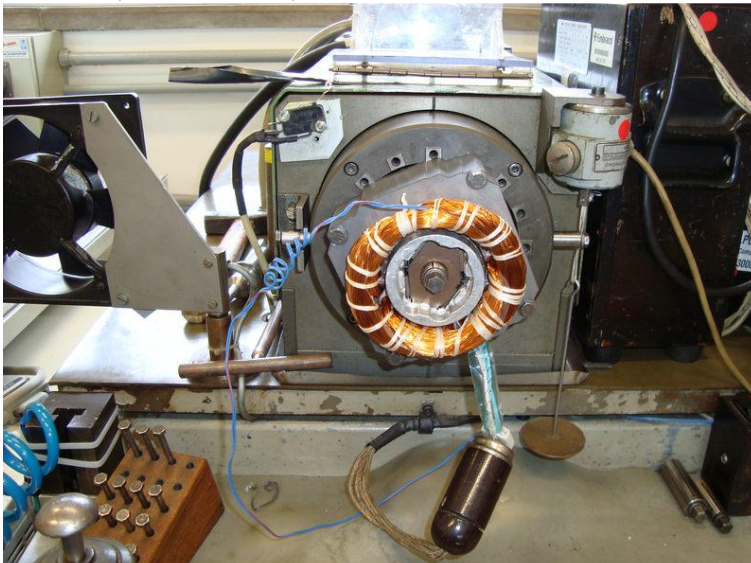


Figura 1F - Bancada de testes (detalhe)

## ANEXO 2 – Rotinas de Simulação (MathCad)

CÁLCULO DO DESEMPENHO

$T_{eod} := N_{eep}$	NÚMERO DE ESPIRAS DA BOBINA PRINCIPAL	
$T_{eq} := N_{ea}$	NÚMERO DE ESPIRAS DA BOBINA AUXILIAR	
$V_q(x) := \frac{V_d(x) \cdot T_{eod}}{T_{eq} \cdot i}$	TENSÃO DA AUXILIAR REFERIDA À PRINCIPAL (V)	
$TT := 60$	TEMPERATURA DE TRABALHO	
$Z_n := 896,3$	IMPEDÂNCIA NOMINAL (OHMS)	
$Cap := 6 \cdot 10^{-6}$	CAPACITOR DE FUNCIONAMENTO (uF)	$X_{Cap} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot freq \cdot Cap} i \left( \frac{T_{eod}}{T_{eq}} \right)^2$ REAT. CAPACITIVA
$R2ini := R280'$	RESISTÊNCIA DO ROTOR A 100°C (OHMS)	
$R_s := 60 \cdot freq$	ROTAÇÃO SÍNCRONA (RPM)	
$s(x) := \frac{R_s - x}{R_s}$	ESCORREGAMENTO	
$R2f(x) := \frac{R2ini}{s(x)}$	RESISTÊNCIA DO ROTOR (CAMPO PARA FRENTE)	
$R2f(x) := \frac{R2ini}{2 - s(x)}$	RESISTÊNCIA DO ROTOR (CAMPO PARA TRÁS)	
$R1d25 := R_p$	RESISTÊNCIA DE EIXO DIRETO	
$R1q25 := R_a$	RESISTÊNCIA DE EIXO QUADRATURA	
$X1d(x) := (Xslorpp + Xslorpp + Xcabp + Xzpp) \cdot i$		$X1d(0) = 30,608i$
$X1q(x) := (Xslorpa' + Xslorpa' + Xcabpa' + Xzza') \cdot i$		$X1q(0) = 26,012i$

REATÂNCIAS DE DISPERSÃO



$X2d(x) := (Xsloir' + Xzrr' + Xrr') \cdot i$

$X2d(0) = 10.159i$

$X2q(x) := (Xsloir' + Xzrr' + Xrr') \cdot i$

$X2q(0) = 10.159i$

$Xmd(x) := Xmp \cdot i$

$Xmd(0) = 149.261i$

$Xmq(x) := Xma' \cdot i$

$Xmq(0) = 149.261i$

$Rpd(x) := 26.97 \cdot Zn$

$Rpd(0) = 2.417 \times 10^4$

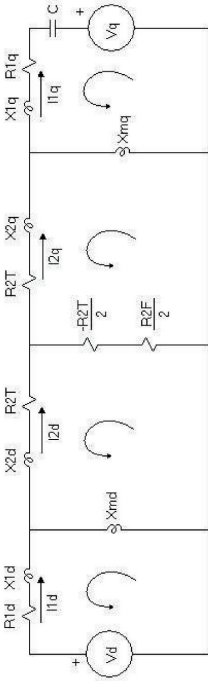
$Rpq(x) := 28.14 \cdot Zn$

$Rpq(0) = 2.522 \times 10^4$

REATÂNCIAS DE MAGNETIZAÇÃO

RESISTÊNCIAS DE PERDAS NO FERRO  
(NÃO É NECESSÁRIA PARA O CÁLCULO DE TORQUES)

MONTAGEM DO CIRCUITO EQUIVALENTE



$Z1d(x) := R1d + X1d(x)$

$Z1d(0) = 28.453 + 30.608i$

$Z1d(3000) = 28.453 + 30.608i$

$Z2d(x) := R2T(x) + X2d(x)$

$Z2d(0) = 46.782 + 10.159i$

$Z2d(3000) = 23.391 + 10.159i$

$Zmd(x) := \frac{1}{\frac{1}{Xmd(x)} + \frac{1}{Rpd(x)}}$

$Zmd(0) = 0.922 + 149.255i$

$Zmd(3000) = 0.922 + 149.255i$

$X2d(0) = 10.159i$

$X2d(3000) = 10.159i$

$$X2q(0) = 10.159i$$
$$Z2q(0) = 46.782 + 10.159i$$
$$Zmq(0) = 0.883 + 149.256i$$
$$Zlq(0) = 45.38 - 140.007i$$
$$RR(0) = 0$$
$$R2T(0) = 46.782$$

$$X2q(3000) = 10.159i$$
$$Z2q(3000) = 23.391 + 10.159i$$
$$Zmq(3000) = 0.883 + 149.256i$$
$$Zlq(3000) = 45.38 - 140.007i$$
$$RR(2999) = 7.016 \times 10^4$$

$$Z2q(x) := X2q(x) + R2T(x)$$
$$Zmq(x) := \frac{1}{\frac{1}{Xmq(x)} + \frac{1}{Rq(x)}}$$
$$Zlq(x) := Rlq + Xlq(x) + XCup$$
$$RR(x) := \frac{R2T(x) - R2T(x)}{2}$$

MONTAGEM DA MATRIZ DE IMPEDÂNCIAS

$$MIMP(x) := \begin{pmatrix} Zld(x) + Zmd(x) & -Zmd(x) & 0 & 0 \\ -Zmd(x) & Zmd(x) + Z2q(x) + RR(x) & -RR(x) & 0 \\ 0 & -RR(x) & RR(x) + Z2q(x) + Zmq(x) & -Zmq(x) \\ 0 & 0 & -Zmq(x) & Zmq(x) + Zlq(x) \end{pmatrix}$$

$$MIMP(0) = \begin{pmatrix} 29.375 + 179.863i & -0.922 - 149.255i & 0 & 0 \\ -0.922 - 149.255i & 47.704 + 159.414i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 47.666 + 159.414i & -0.883 - 149.256i \\ 0 & 0 & -0.883 - 149.256i & 46.264 + 9.249i \end{pmatrix}$$

$$\vec{V}(x) = \begin{pmatrix} Vd(x) \\ 0 \\ 0 \\ -Vq(x) \end{pmatrix}$$

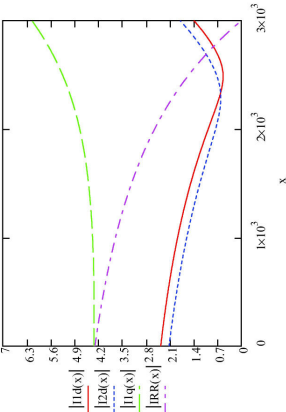
Ia(x) := Isolve(MIMP(x), V(x))

$$Ia(0) = \begin{pmatrix} 1.873 - 1.448i \\ 1.977 - 0.775i \\ -2.064 + 0.691i \\ -1.992 + 1.386i \end{pmatrix} \qquad Ia(2888) = \begin{pmatrix} -0.94 - 0.573i \\ -1.251 + 0.813i \\ -1.65 + 0.75i \\ -1.912 + 2.707i \end{pmatrix}$$

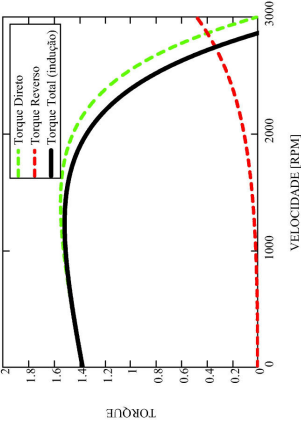
$I1d(x) := Ia(x)_0$	$ I1d(0)  = 2.368$	$ I1d(2970)  = 1.311$	$Angl1d(x) := atan\left(\frac{Im(I1d(x))}{Re(I1d(x))}\right) \frac{180}{\pi}$	$Angl1d(0) = -37.696$
$I2d(x) := Ia(x)_1$	$ I2d(0)  = 2.124$	$ I2d(2850)  = 1.396$		
$I2q(x) := Ia(x)_2$	$ I2q(0)  = 2.177$	$ I2q(2850)  = 1.819$		
$I1q(x) := Ia(x)_3 \frac{Tsed}{Tseq} i$	$ I1q(0)  = 4.329$	$ I1q(2970)  = 6.085$	$Angl1q(x) := atan\left(\frac{Im(I1q(x))}{Re(I1q(x))}\right) \frac{180}{\pi}$	$Angl1q(0) = 55.18$
$IT(x) := I1d(x) + I1q(x)$	$ IT(0)  = 4.828$	$ IT(2850)  = 4.823$		
$IRR(x) := I2d(x) - I2q(x)$				

CÁLCULO DOS TORQUES:

$$\begin{aligned} T_f(x) &:= \frac{IRR(x)^2 \cdot \left(\frac{R2T(x)}{2}\right)}{2 \cdot \pi \cdot freq} \\ IRR(x) &:= \frac{12d(x)^2 \cdot R2T(x) + 12d(x)^2 \cdot R2T(x)}{2} \\ T_i(x) &:= \frac{2 \cdot \pi \cdot freq}{T_f(x)} \\ T_{ind}(x) &:= |T_f(x)| - |T_i(x)| \end{aligned}$$

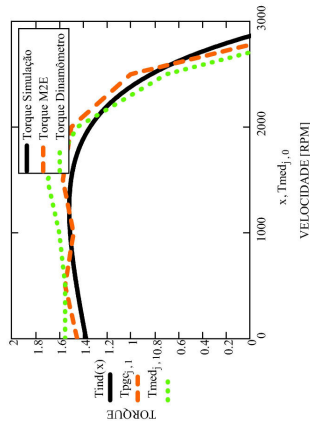
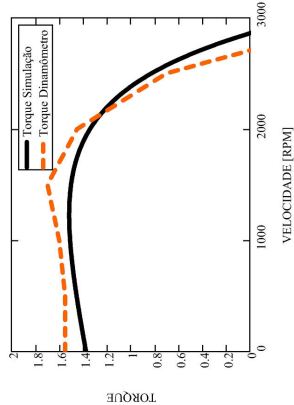


TORQUE DO MOTOR (SEM CONSIDERAR O TORQUE DOS MAGNETOS)



COMPARAÇÃO COM RESULTADOS DE DINAMÔMETRO

Tmed :=	$\begin{pmatrix} 0 & 1.55 \\ 500 & 1.55 \\ 1000 & 1.6 \\ 1500 & 1.7 \\ 2000 & 1.45 \\ 2500 & .7 \\ 3000 & -1 \end{pmatrix}$
Tpgg :=	$\begin{pmatrix} 0 & 1.45 \\ 500 & 1.55 \\ 1000 & 1.48 \\ 1500 & 1.57 \\ 2000 & 1.5 \\ 2500 & 1 \\ 3000 & -.8 \end{pmatrix}$
$j := 0..6$	



CÁLCULO DO TORQUE NEGATIVO GERADO PELOS MAGNETOS

$f_s := 50$

FREQUENCIA DA SIMULAÇÃO

$f_{\text{rot}}(x) := \frac{x}{60}$

FREQUENCIA DE ROTAÇÃO DO ROTOR

$X_{\text{Cap}}(x) := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{rot}}(x) \cdot C_{\text{ap}} \cdot i} \left( \frac{T_{\text{ed}}}{T_{\text{eq}}} \right)^2$

REAT. CAPACITIVA

$r_p := 170$

RESISTÊNCIA DE PERDAS (RESULT

Viv := 165

----- VARIÁVEIS CALCULADAS ATRAVÉS DE PROGRAMA NUMÉRICO -----

TENSÃO A VAZIO MEDIDA NO ENROLAMENTO DIRETO

CORRENTE EQUIVALENTE AO MAGNETO - REFERÊNCIA = PACOTE 43.5 [Wb]

$$\text{Imag} := \frac{V_{\text{iv}}}{\left( \frac{X_{\text{md}}(3000) \cdot r_p}{X_{\text{md}}(3000) + r_p} \right)^2}$$

Imag = 2.942

$$R2Ti := \frac{R2ini}{2}$$

$$X1di(x) := X1d(x) \cdot \frac{\text{freq}(x)}{f_s}$$

$$X1qi(x) := X1q(x) \cdot \frac{\text{freq}(x)}{f_s}$$

$$X2di(x) := X2d(x) \cdot \frac{\text{freq}(x)}{f_s}$$

$$X2qi(x) := X2q(x) \cdot \frac{\text{freq}(x)}{f_s}$$

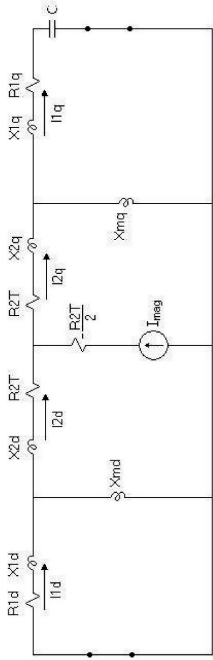
REATÂNCIAS DE DISPERSÃO

$$X_{md}(s) = X_{md}(s) \cdot \frac{freq(s)}{fs}$$

$$X_{mq}(s) = X_{md}(s)$$

REATÂNCIAS DE MAGNETIZAÇÃO

MONTAGEM DO CIRCUITO EQUIVALENTE (MAGNETOS)



MATRIZ DE ADMITÂNCIAS (MÉTODO DOS NÓS)

$$MADM(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{R1d + X1d(s)} + \frac{1}{Xmd(s)} + \frac{1}{X2dq(s) + R2Ti} + \frac{1}{R1q + X1q(s) + XCap(s)} & \frac{-1}{X2dq(s) + R2Ti} & 0 \\ \frac{-1}{X2dq(s) + R2Ti} & \frac{1}{X2dq(s) + R2Ti} + \frac{1}{X2qi(s) + R2Ti} & \frac{-1}{X2qi(s) + R2Ti} \\ 0 & \frac{-1}{X2qi(s) + R2Ti} & \frac{1}{R1q + X1q(s) + XCap(s)} + \frac{1}{Xmq(s)} + \frac{1}{X2qi(s) + R2Ti} + \frac{1}{rp} \end{pmatrix}$$

$$MADM(2999) = \begin{pmatrix} 0.058 - 0.04i & -0.036 + 0.016i & 0 \\ -0.036 + 0.016i & 0.072 - 0.031i & -0.036 + 0.016i \\ 0 & -0.036 + 0.016i & 0.044 - 0.016i \end{pmatrix}$$

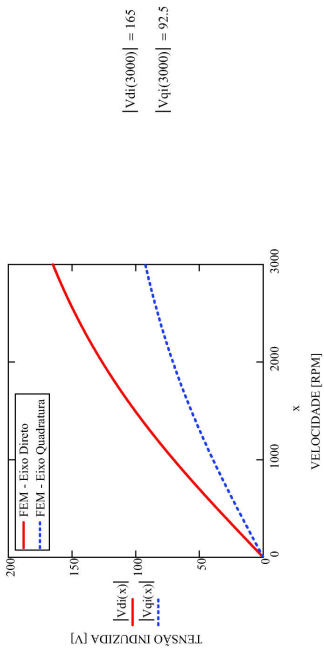
$$\text{Ir}(x) := \begin{pmatrix} 0 \\ \text{Imag} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{Vai}(x) := \text{Isolve}(\text{MADMI}(x), \text{Ir}(x))$$

$$\text{Vai}(0.1) = \begin{pmatrix} 1.494 \times 10^{-6} + 7.319i \times 10^{-3} \\ 34.41 + 7.817i \times 10^{-3} \\ 2.142 \times 10^{-7} + 7.319i \times 10^{-3} \end{pmatrix} \quad \text{Vai}(2599) = \begin{pmatrix} 52.23 + 42.745i \\ 106.776 + 57.603i \\ 92.502 + 42.584i \end{pmatrix}$$

$$\text{V1}(x) := \text{Vai}(x)_0 \quad \text{V2}(x) := \text{Vai}(x)_1 \quad \text{V3}(x) := \text{Vai}(x)_2$$

TENSÕES INDUZIDAS

$$\text{Vdi}(x) := \frac{\text{Imag}}{2} \cdot \frac{rp}{Xm di(x) + rp} \cdot Xmd i(x) \quad \text{Vqi}(x) := \frac{\text{Imag}}{2} \cdot \frac{rp}{Xm qi(x) + rp} \cdot Xmq i(x) \cdot \frac{Teeq}{Tsed}$$



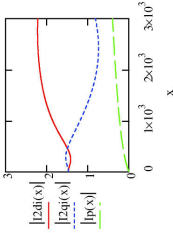


CORRENTES

$$\begin{aligned} Z_{df}(x) &:= R2Ti + X2df(x) + \frac{Xmndf(x) \cdot (R1d + X1df(x))}{Xmndf(x) + R1d + X1df(x)} \\ Z_{qf}(x) &:= R2Ti + X2qf(x) + \frac{Xmqf(x) \cdot (R1q + X1qf(x) + XCcapf(x))}{Xmqf(x) + R1q + X1qf(x) + XCcapf(x)} \end{aligned}$$

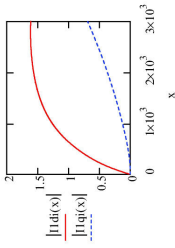
CORRENTES I2d, I2q e Ip

$$\begin{aligned} I2df(x) &:= \frac{(V2f(x) - V1f(x))}{R2Ti + X2df(x)} \\ I2qf(x) &:= \text{Imag} - I2df(x) \\ Ip(x) &:= \frac{Vait(x)_0}{\tau p} \end{aligned}$$



CORRENTES I1d e I1q

$$\begin{aligned} I1df(x) &:= \frac{V1f(x)}{R1d + X1df(x)} \\ I1qf(x) &:= \frac{V3f(x)}{R1q + X1qf(x) + XCcapf(x)} \end{aligned}$$

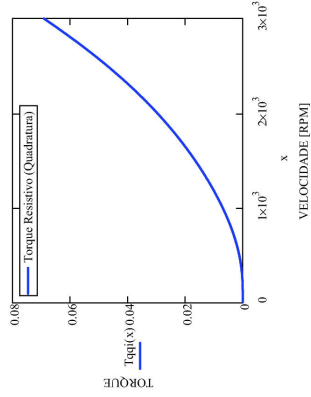
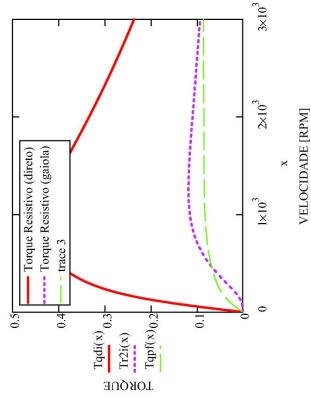


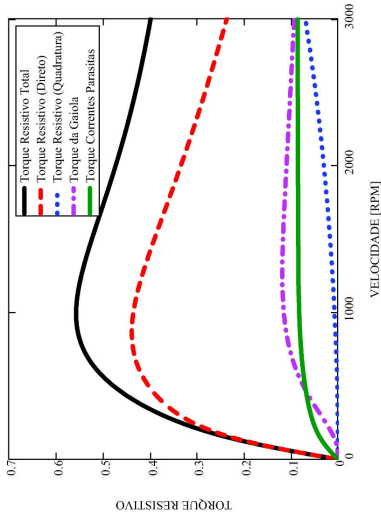
$$T_{qdf}(x) := \frac{(|I_{di}(x)|)^2 \cdot R_{ld}}{2 \cdot \pi \cdot \text{freq}(x)}$$

$$T_{r2l}(x) := \frac{(|I_{2di}(x)|)^2 \cdot R_{2Ti} + (|I_{2qi}(x)|)^2 \cdot R_{2Ti} - (|I_{mag}|)^2 \cdot R_{2Ti}}{2 \cdot \pi \cdot \text{freq}(x)}$$

$$T_{qpf}(x) := \frac{(|I_{qi}(x)|)^2 \cdot R_{lq}}{2 \cdot \pi \cdot \text{freq}(x)}$$

$$T_{mag}(x) := T_{qdf}(x) + T_{qpf}(x) + T_{r2l}(x) \quad T_{upf}(x) := \frac{|I_{up}(x)|^2 \cdot r_p}{2 \cdot \pi \cdot \text{freq}(x)}$$

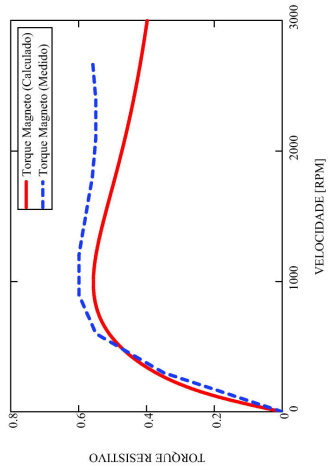




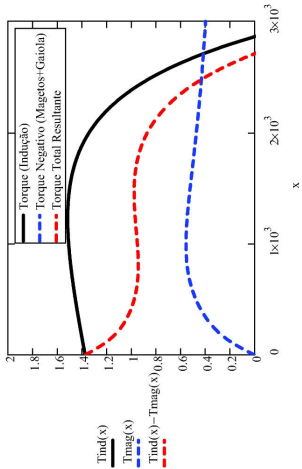
j := 0...9

0	0	0
300	0.35	
600	0.55	
900	0.6	
1200	0.6	
1500	0.58	
1800	0.56	
2100	0.55	
2400	0.55	
2700	0.56	

TMmed :=

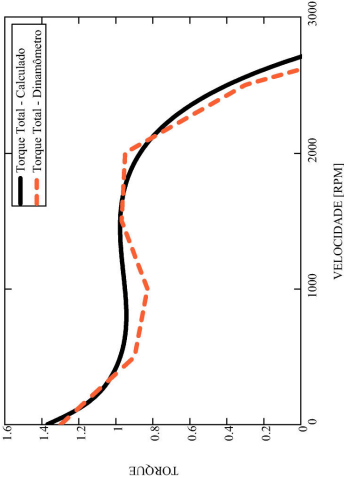


TORQUE DO MOTOR (CONSIDERANDO OS MAGNETOS)



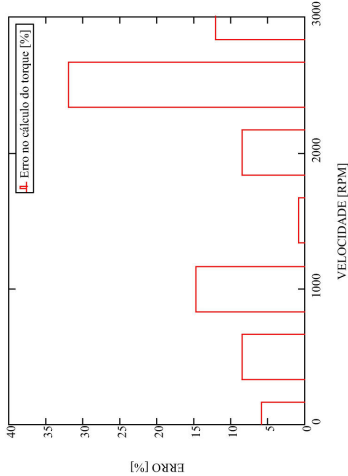
```
TTmsd := { 0 1.3
           500 .9
           1000 .83
           1500 .97
           2000 .95
           2500 .3
           3000 -1.0 }
TTsind(x) := Tind(x) - Tmag(x)
j := 0..6
```

TORQUE TOTAL - COMPARAÇÃO SIMULAÇÃO x DINAMÔMETRO



PERCENTUAL DE ERRO - TORQUE DE ACELERAÇÃO

$$\text{ErrT}_{q_i} := \frac{\text{Tmed}_{j,1} - \text{Ttsim}(j,500 + 0.1)}{\text{Tmed}_{j,1}} \cdot 100$$



## **REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1]. *Atlas de energia elétrica do Brasil* / Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). 3<sup>a</sup> edição – Brasília : Aneel, 2008, pp. 21-36.
- [2]. **Kalluf, F. J. H. et al.**, *Magnet Flux Optimization Method for Line-Start Permanent Magnet Motors*, Proceedings of the International Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC) 2009.
- [3]. **Kim, S. et al.**, *Magnet shape optimization for high performance single-phase line start synchronous motor*, Journal of Applied Physics, volume 93, number 10, 8695(2003).
- [4]. **Lee, K. et al.**, *Optimal magnet shape to improve torque characteristics of interior permanent magnet synchronous motor*, Journal of Applied Physics 97, 10Q505, 2005.
- [5]. **Kang, G. et al.**, *Analysis of Irreversible Magnet Demagnetization in Line-Start Motors Based on the Finite-Element Method*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 39, No. 3, May 2003, pp. 1488-1491.
- [6]. **von Dokonal, L., Kalluf, F. J. H. and Teixeira, R. S.**, Irreversible Demagnetization on Permanent Magnet Motors, Proceedings of Compumag 2009.
- [7]. **Popescu, M., et al.**, *A Unified Approach to the Synchronous Performance Analysis of Single and Poly-Phase Line-Fed Interior Permanent Magnet Motors*, Proceedings of the International Conference Industry Applications, September 2007, pp. 148-153.
- [8]. **Popescu, M., et al.** *Line-Start Permanent-Magnet Motor: Single-Phase Starting Performance Analysis*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 39, No. 4, July/August 2003, pp. 1021-1030.
- [9]. **Popescu, M., et al.** *Asynchronous Performance Analysis of a Single-Phase Capacitor-Start, Capacitor-Run Permanent Magnet Motor*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 20, No.1, March 2005, pp. 142-150.
- [10]. **Popescu, M., Kalluf, F. J. H. et al.** *Effect of Winding Harmonics on the Asynchronous Torque of a Single-Phase Line-Start Permanent-Magnet Motor*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 42, No. 4, July/August 2006, pp. 1014-1023.

[11]. **Pacheco, J. E. S.**, *Documentação das Palestras Informais sobre Motores de Indução*, Documento Interno - Embraco, 2005.

[12]. **Libert, F. et al.**, *Design of a 4-pole Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor*, Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2002.

[13]. **Knight, A. M. and McClay, C. I.**, *The Design of High-Efficiency Line-Start Motors*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, Nov/Dec 2000, pp. 1555-1562.

[14]. **Williamson, S. and Knight, A. M.**, *Performance of Skewed Single-Phase Line-Start Permanent Magnet Motors*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 35, No. 3, May/June 1999, pp. 516-525.

[15]. **Zhou, J. and Tseng, K.**, *Performance Analysis of Single-Phase Line-Start Permanent-Magnet Synchronous Motor*, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 17, No. 4, Dec 2002, pp. 453-462.

[16]. **Kang, G. et al.**, *Analysis of Single-Phase Line-Start Permanent-Magnet Motor Considering Iron Loss and Parameter Variation With Load Angle*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 40, No. 3, May/June 2004, pp. 1946-1953.

[17]. **Rahman, A. and Zhou, P.**, *Analysis of Brushless Permanent Magnet Synchronous Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No.2, April 1996, pp. 256-267.

[18]. **Popescu, M.**, *Analytical Prediction of the Electromagnetic Torques in Single-Phase and Two-Phase AC Motors*, Doctoral Thesis, Helsinki University of Technology, 2004.

[19]. **Stepina, J.**, *Single-Phase Induction Motors: Construction, Theory and Calculation*, Magna Physics Publishing, 2006.

[20]. **Veinott, C. G. and Martin, J. E.**, *Fractional and Subfractional Horsepower Electric Motors*, New York: McGraw-Hill Inc., fourth edition, 1986.

[21]. **Bastos, J. P. A.**, *Eletromagnetismo para Engenharia : Estática e Quase-Estática*, Editora da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2004.

[22]. **Meeker, David.** *Finite Element Method Magnetics*. [Online] [Citado em: 25 de 09 de 2009.] <http://www.femm.info/wiki/HomePage>.